ORSAY
Série A
N° d'Ordre
185

Inscrit aux archives originales du
Centre de documentation du
CNRS sous le N° A. O. 8293

THÈSE

PRÉSENTÉE

A L'UNIVERSITÉ DE PARIS-SUD

CENTRE D'ORSAY

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR-INGÉNIEUR

PAR

Pierre HARTEMANN

Sujet de la Thèse :

Filtres dispersifs à ondes élastiques de Rayleigh

SOUTENUE LE 27 AVRIL 1973, DEVANT LA COMMISSION D'EXAMEN

MM. P. GRIVET : PRÉSIDENT

M. SAUZADE
E. ROUBINE
M. MORIAMEZ
} EXAMINATEURS

M. CARPENTIER
E. DIEULESAINT
} INVITÉS

ORSAY
Série A
N° d'Ordre
185

Inscrit aux archives originales du
Centre de documentation du
CNRS sous le N° A. O. 8293

THÈSE

PRESENTEE

A L'UNIVERSITÉ DE PARIS-SUD

CENTRE D'ORSAY

POUR OBTENIR

LE TITRE DE DOCTEUR-INGÉNIEUR

PAR

Pierre HARTEMANN

Sujet de la Thèse :

Filtres dispersifs à ondes élastiques de Rayleigh

SOUTENUE LE 27 AVRIL 1973, DEVANT LA COMMISSION D'EXAMEN

MM. P. GRIVET : PRÉSIDENT

M. SAUZADE
E. ROUBINE
M. MORIAMEZ } EXAMINATEURS

M. CARPENTIER
E. DIEULESAINT } INVITÉS

UNIV.
LEIDEN
BIBL.

Je remercie très vivement Monsieur le Professeur GRIVET, membre de l'Institut, qui m'a fait l'honneur de présider ce jury.

Ma reconnaissance va à Monsieur SAUZADE, Directeur de Recherche au C.N.R.S., qui a accepté de diriger mon travail.

Mes vifs remerciements vont également à Messieurs les Professeurs ROUBINE et MORIAMEZ qui m'ont fait l'honneur de participer au jury.

Je remercie la Compagnie THOMSON-C.S.F. de m'avoir permis de mener à bien cette thèse. En particulier, j'exprime ma gratitude à Monsieur CARPENTIER, Directeur à la THOMSON-C.S.F., qui a orienté les recherches sur les filtres dispersifs à ondes élastiques de Rayleigh ainsi qu'à Monsieur PICQUENDAR, Directeur au Laboratoire Central de Recherches de la THOMSON-C.S.F., qui m'a donné la possibilité d'effectuer ce travail dans de bonnes conditions.

La Direction des Recherches et Moyens d'Essais ainsi que le Service Technique des Télécommunications de l'Air ont soutenu financièrement les études sur les filtres dispersifs à ondes de Rayleigh. Je les remercie de leur aide.

Ma reconnaissance va à Monsieur DIEULESAINT qui m'a incité à rédiger cette thèse.

Je remercie également Monsieur DESORMIERE qui m'a donné de précieux conseils.

Mes remerciements les plus cordiaux vont à tous les Ingénieurs et Techniciens qui ont contribué aux études et réalisations des lignes dispersives, en particulier à Monsieur MENAGER.

Je remercie enfin Madame RIVOIRE pour avoir assuré avec patience et efficacité la frappe de cette thèse.

Digitized by the Internet Archive
in 2026

https://archive.org/details/IA41549224_0017

S O M M A I R E

I - INTRODUCTION

II - GENERALITES

II- 1) Ondes de RAYLEIGH

II- 2) Filtres dispersifs

III - CARACTERISTIQUES D'UN TRANSDUCTEUR DISPERSIF

III- 1) Détermination des dimensions d'un transducteur

III- 2) Fonction de transfert d'un transducteur

III- 2- 1) Fluctuations de temps de transit

III- 2- 2) Amplitude de la fonction de transfert

III- 3) Résistance de rayonnement élastique

IV - CARACTERISTIQUES D'UNE LIGNE DISPERSIVE

IV- 1) Fonction de transfert d'une ligne

IV- 1- 1) Pertes d'insertion

IV- 1- 2) Amplitude de la fonction de transfert et fluctuations de temps de transit

IV- 2) Réponse impulsionnelle

IV- 3) Impulsion comprimée

IV- 3- 1) Caractéristique fréquence temps. linéaire

IV- 3- 2) Caractéristique fréquence temps non linéaire (courbe en S)

IV- 3- 3) Limite inférieure du niveau des lobes secondaires

IV- 3- 4) Conditions d'utilisation des lignes dispersives à ondes de RAYLEIGH

..... /

V - RESULTATS EXPERIMENTAUX

V- 1) Procédés technologiques

V- 2) Ligne à caractéristique fréquence temps linéaire

V- 3) Ligne à caractéristique fréquence temps non linéaire (courbe en S)

V- 4) Comparaison entre les valeurs calculées et mesurées

VI - CONCLUSION

VII - ANNEXE

VIII- BIBLIOGRAPHIE

..... /

I - INTRODUCTION

Les ondes élastiques de surface ont été étudiées pour la première fois par RAYLEIGH à la fin du siècle dernier (1). Cependant, les recherches théoriques et appliquées concernant les ondes de RAYLEIGH ont pris une grande extension seulement au cours des six dernières années à la suite de la découverte (2) (3) des possibilités de réalisation de dispositifs de fonctions diverses. En effet, l'énergie élastique est concentrée dans une faible épaisseur du milieu de propagation et il est relativement facile de modeler par modification de l'état de surface la répartition spatiale des amplitudes et des phases relatives de ces ondes. De plus, les moyens et procédés technologiques nécessaires à l'obtention des dispositifs à ondes élastiques de RAYLEIGH sont identiques à ceux utilisés pour réaliser les circuits d'électronique intégrée et ont été beaucoup améliorés au cours de ces dernières années.

La vitesse de propagation des ondes élastiques de surface est environ 10^5 fois plus faible que celle des ondes électromagnétiques. Les composants élastiques fonctionnent aux fréquences utilisées couramment dans les circuits électroniques ont des volumes d'encombrement très réduits et compatibles avec la miniaturisation actuelle des systèmes de traitement du signal. Leur domaine d'utilisation s'étend de quelques MHz à 3000 MHz environ. A ces fréquences, les ondes de RAYLEIGH, qui se propagent à la surface de milieux homogènes, ne présentent pas d'effet de dispersion. Les fonctions de transfert des dispositifs ne dépendent pour un substrat donné que de la géométrie des transducteurs. En effet, un transducteur d'ondes de surface peut être constitué par un ensemble complexe d'émetteurs ou de récepteurs élémentaires : des électrodes métalliques de formes appropriées sont déposées sur un substrat piézoélectrique; quand une tension électrique est appliquée entre ces électrodes, les émetteurs élémentaires rayonnent des ondes de RAYLEIGH dont les amplitudes et les phases relatives sont fonction des dessins des électrodes et de la fréquence. Une partie, ou la totalité de l'onde élastique résultante peut être reçue par un transducteur composé de plusieurs récepteurs élémentaires. La loi de dispersion du filtre ne dépend que des dessins des transducteurs.

La conception d'un dispositif élastique de traitement du signal

consiste à déterminer les formes des électrodes pour obtenir une fonction de transfert recherchée.

Le travail présenté dans cette thèse concerne l'étude de lignes à retard dispersives à ondes de surface utilisées principalement dans les radars à compression d'impulsion. Plusieurs types de lignes étaient employés avant les récents développements des dispositifs à ondes de RAYLEIGH :

La plupart des lignes étaient constituées d'un ensemble de cellules dispersives en treillis à constantes localisées. La bande passante et le taux de compression* de ces lignes de mise au point longue et difficile, sont respectivement égaux au maximum à 40 MHz et 100 environ. Des lignes utilisant des modes dispersifs de propagation d'ondes élastiques de volume dans des rubans métalliques, ont été réalisées. La faiblesse de la bande passante (4 MHz au maximum), le manque de stabilité en temps et en température sont les principaux inconvénients de ce type de ligne. Enfin, la réalisation de lignes dont le principe de fonctionnement utilise l'effet de dispersion créé par la propagation dans un milieu stratifié d'ondes élastiques transversales (ondes de LOVE) nécessite l'emploi de moyens technologiques complexes et la reproductibilité des caractéristiques est insuffisante. De plus, la loi de variation du retard de ces lignes en fonction de la fréquence étant la conséquence de phénomènes physiques de propagation, la caractéristique fréquence temps ne peut avoir des formes générales très diversifiées.

Les lignes dispersives à ondes de RAYLEIGH remplacent avantageusement les dispositifs précédents dans un certain nombre d'utilisation.

Une ligne à ondes de RAYLEIGH étant composée de deux transducteurs, la méthode de détermination des formes des électrodes et les caractéristiques qui sont les conséquences de ces formes sont étudiées en premier lieu pour un unique transducteur. Ensuite, le fonctionnement de lignes dispersives est examiné. Leurs conditions d'utilisation les meilleures sont recherchées. Enfin, les résultats des études analytiques et expérimentales sont comparés.

.....

* Le taux de compression est le rapport entre la durée de l'impulsion longue modulée en fréquence, appliquée à l'entrée de la ligne dispersive et celle de l'impulsion courte obtenue en sorti

CHAPITRE II - GENERALITES

Les ondes de RAYLEIGH ont des propriétés qui sont sommairement décrites dans ce paragraphe. Quelques principes de fonctionnement des radars à compression d'impulsions et les modes d'utilisation des lignes dispersives dans ces radars sont, ensuite, rappelées.

II- 1) Ondes de RAYLEIGH :

Les grains de matière de la surface d'un substrat isotrope décrivent, sous l'action des ondes de RAYLEIGH, une ellipse contenue dans un plan perpendiculaire à la surface et parallèle à la direction de propagation. Le mouvement présente deux composantes (longitudinale et transversale) déphasées de $\pi/2$. Les amplitudes des composantes du déplacement décroissent suivant des lois différentes à l'intérieur du substrat. A la surface, le mouvement transversal est plus grand que le déplacement longitudinal et l'ellipse est parcourue par une particule dans le sens rétrograde. La composante longitudinale s'annule pour une profondeur de pénétration voisine de 0,14 fois la longueur d'onde élastique λ et change ensuite de signe. Les deux mouvements sont pratiquement nuls pour une profondeur de 2λ .

A la surface libre d'un milieu anisotrope, le mouvement est plus complexe. Le déplacement global d'un grain de matière a, dans le cas général, trois composantes, chacune étant égale à la combinaison linéaire de trois termes dont les amplitudes décroissent differemment à l'intérieur du substrat. Les vecteurs d'onde et de POYNTING ne sont colinéaires que pour certaines directions de propagation. La vitesse de phase indépendante de la fréquence est faiblement inférieure à celle des ondes purement transversales. Elle est de 3159 m/s pour une direction parallèle à l'axe X et une surface coupe Y du quartz. A 30 MHz, la longueur d'onde élastique est donc de 105 µm environ.

Les dispositifs dont les fonctionnements sont étudiés dans la suite, sont réalisés le plus souvent en utilisant un unique substrat anisotrope comme matériau piézoélectrique pour émettre et recevoir les ondes de RAYLEIGH et comme milieu de propagation. Des dispositifs, où les fonctions émission-réception et retard par propagation sont séparées, peuvent être

II- 2) Filtres dispersifs :

Les caractéristiques des radars ont été très améliorées par l'emploi, désormais fréquent, du procédé de compression d'impulsions. Une impulsion modulée en fréquence, d'enveloppe rectangulaire de durée T et de largeur de spectre B, est émise par le radar. L'impulsion écho sur la cible est comprimée à la sortie de toute une chaine électronique du traitement du signal en une impulsion de durée T' voisine de 1/B. T/T' est le taux de compression. L'extension des possibilités des radars, obtenue en utilisant la compression d'impulsions, est la conséquence des deux propriétés suivantes :

- la portée d'un radar est une fonction croissante de l'énergie de l'impulsion émise,
- la distance minimale résolue est proportionnelle à l'inverse de la largeur du spectre de l'impulsion émise.

L'utilisation de la compression d'impulsions permet donc essentiellement d'obtenir les deux résultats suivants :

- une augmentation de la portée du radar avec une puissance crête d'émission et une résolution en distance données,
- une amélioration du pouvoir de résolution en distance pour une portée donnée sans une augmentation considérable de prix.

Des filtres dispersifs, dont, par définition le temps de transit est fonction de la fréquence, peuvent être utilisés pour moduler en fréquence le signal d'émission et pour comprimer l'impulsion reçue.

La chaîne de traitement du signal à la réception, qui donne les meilleurs résultats, se comporte comme un filtre adapté au signal écho dont la forme est, en général, semblable à celle émise par le radar. En effet, la position dans le temps la plus probable d'un signal s (t), en présence d'un bruit blanc gaussien, est celle du maximum de la fonction de corrélation du signal reçu par une réplique du signal recherché (4). Un filtre adapté réalise cette corrélation.

La réponse à une excitation sinusoïdale (fonction de transfert) H (f) du filtre adapté est égale au complexe conjugué de la transformée de Fourier S (f) du signal s (t) :

Par conséquent, dans le domaine du temps, la réponse h (t) du filtre a une impulsion infiniment étroite $\delta(t)$ (réponse impulsionnelle) est $s^*(-t)$ puisque h (t) est semblable à la transformée de FOURIER de la fonction de transfert :

$$h(t) = s^*(-t) = s(-t) \quad \text{car} \quad s(t) \text{ est réel.}$$

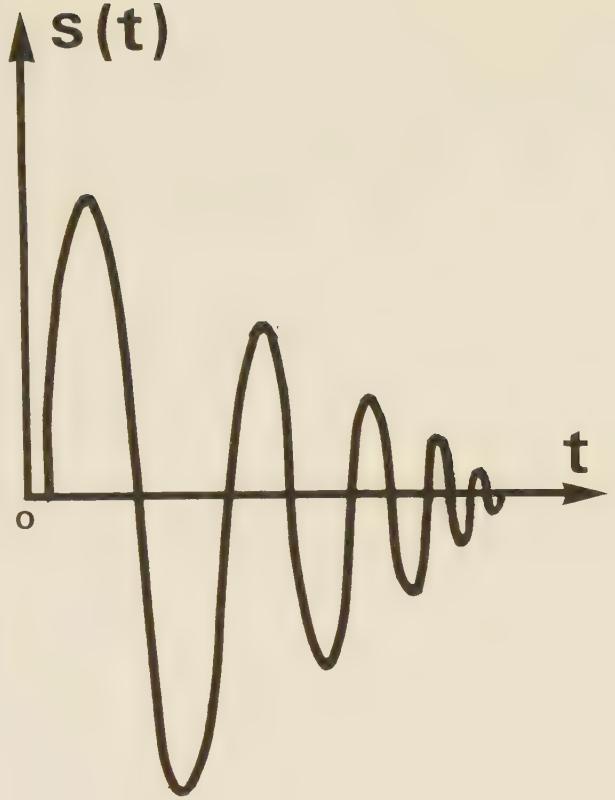
Cette équation signifie que la réponse impulsionnelle du filtre adapté est identique, comme il est représenté sur la figure 1, à l'impulsion obtenue en inversant le temps. Il est impossible de réaliser physiquement un dispositif dont les caractéristiques satisfassent à cette relation. En effet, dans ce cas l'effet h (t) précéderait la cause $\delta(t)$. Un filtre retarde toujours une impulsion d'un temps t_o . La relation suivante peut être vérifiée :

$$h(t) = s(t_o - t)$$

Le filtre alors équivalent à une ligne à retard suivie d'un filtre parfaitement adapté est encore appelé filtre adapté. Le module et la phase du spectre de l'impulsion obtenue à la sortie d'un filtre adapté sont respectivement égaux à $|S(f)|^2$ et 0.

Le signal, après la traversée d'un filtre adapté, n'a donc plus la modulation de fréquence de l'impulsion d'entrée. La largeur de son spectre étant en général de même ordre de grandeur que celle du spectre du signal d'entrée modulé en fréquence, l'impulsion à la sortie du filtre a une durée inférieure à celle du signal d'entrée. L'impulsion comprimée en temps a une largeur de l'ordre de grandeur de l'inverse de la largeur du spectre du signal d'entrée. Elle a une forme approximative en sin x/x si la réponse impulsionnelle de la ligne a une caractéristique fréquence temps linéaire. Les lobes secondaires de cette impulsion ont un niveau de - 13,3 dB environ en-dessous de celui du pic central. Les amplitudes des impulsions obtenues après compression des signaux échos sur des cibles relativement proches du réflecteur principal peuvent être inférieures à celles des lobes secondaires de l'impulsion comprimée principale.

..... /



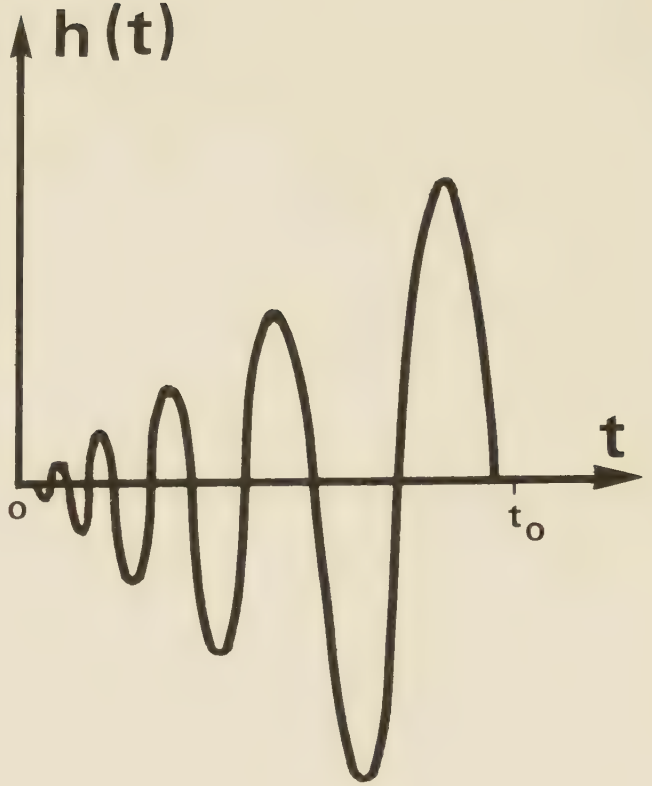


Fig. 1

h(t): Réponse impulsionnelle du filtre adapté au signal s(t)

Pour améliorer le pouvoir séparateur d'un radar, il est nécessaire d'obtenir à la sortie du filtre adapté des impulsions à niveaux réduits de lobes secondaires. Dans le cas où ce quadripole ne peut être réalisé, un filtre pondérateur supplémentaire à temps de transit constant en fonction de la fréquer et amplitude de la fonction de transfert en forme de cloche est disposé à la sortie du filtre adapté. L'insertion du filtre pondérateur dans la chaine du traitement du signal reçu introduit une désadaptation à l'impulsion d'entrée. Une diminution du rapport signal sur bruit est alors constatée et l'impulsion comprimée est plus large que celle obtenue sans filtre pondérateur. Les lignes dispersives réceptrices doivent donc être des filtres adaptés au signal émis. Les lignes dispersives à ondes de RAYLEIGH sont, comme il est montré dans la suite, des filtres pratiquement adaptés qui peuvent fournir des impulsions comprimées à lobes secondaires réduits. Dans ce cas, la forme générale de la caractéristique retard fréquence de la ligne n'est pas linéaire et présente un point d'infléxion.

Deux lignes dispersives au moins sont, en général, employées pour réaliser un radar à compression d'impulsions :

- une ligne est utilisée pour émettre une impulsion modulée en fréquence,
- l'autre comprime le signal reçu.

L'emploi de ces lignes fonctionnant à une fréquence moyenne (30 MHz par exemple) nécessite l'utilisation de changeurs de fréquence.

Deux schémas synoptiques représentant les processus de traitement du signal à l'émission et à la réception peuvent être réalisés :

- schéma 1 : les lignes dispersives d'émission et de réception sont identiques (figure 2) :
  Une impulsion brève, dont le spectre centré à la fréquence f_o est relativement large par rapport à la bande passante de la ligne, est appliquée aux bornes d'entrée de la ligne d'émission. Le spectre de l'impulsion expansée recueillie à la sortie de la ligne n° 1 est, ensuite, inversé à l'aide d'un circuit approprié : pour l'impulsion expansée, les fréquences les plus basses sont, par exemple, temporellement en avance sur les fréquences les plus élevées. Pour l'impulsion obtenue à la sortie de l'inverseur de spectre, les fréquences les plus basses sont en retard sur les

..... /

COMPRESSION D'IMPULSION
SCHEMA SYNOPTIQUE DU BANC DE MESURES

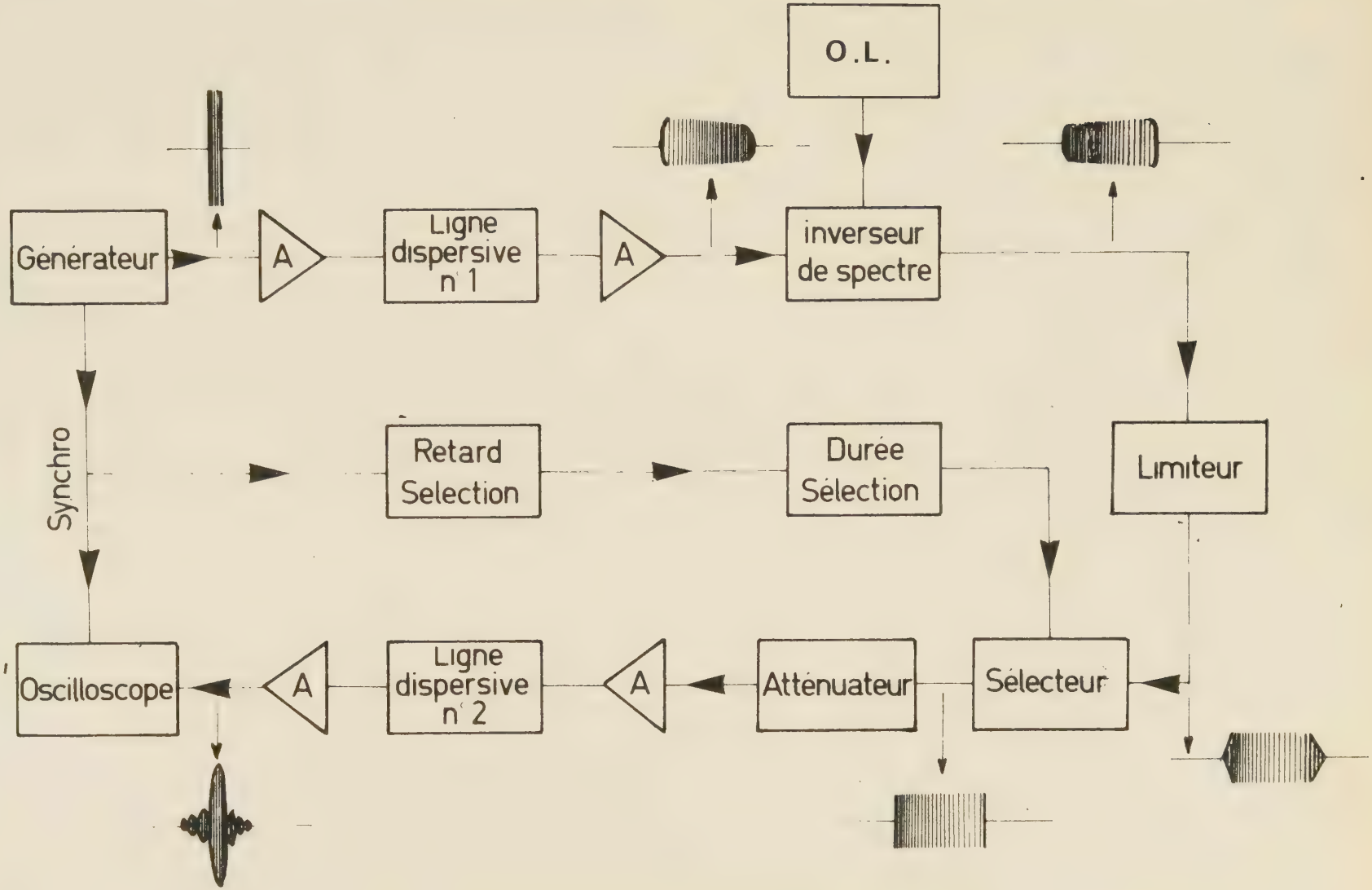


Fig: 2

fréquences les plus hautes. Les fréquences centrales des spectres des impulsions avant et après l'inverseur, sont identiques. Cette transformation du spectre est réalisée en utilisant des circuits changeurs de fréquence comportant plusieurs oscillateurs locaux. Une partie de l'impulsion de spectre inversée est,après une limitation d'amplitude,sélectionnée à l'aide d'un circuit porte dans le but d'obtenir un signal d'enveloppe rectangulaire. Le signal obtenu, après changement de fréquence et amplification, est émis par l'antenne du radar. L'impulsion,écho sur une cible,reçu par l'antenne est, après changement de fréquence, appliquée aux bornes d'entrée d'une ligne de compression identique à celle d'émission. L'impulsion comprimée est obtenue à la sortie de cette deuxième ligne car elle retarde plus les fréquences hautes que les fréquences basses.

- Schéma 2 : Les lignes dispersives d'émission et de réception sont différentes :

Les lois de variation du temps de transit des deux lignes sont de pentes opposées pour toutes les fréquences. L'utilisation d'un inverseur de spectre n'est plus nécessaire.

Le schéma 1 est le plus employé en raison de son prix de revient, en général, plus faible.

La vitesse de propagation V des ondes élastiques de RAYLEIGH sur les surfaces des milieux homogènes piézoélectriques ne dépend pas de la fréquence et le principe de fonctionnement des filtres dispersifs consiste à faire varier, en fonction de la fréquence, les longueurs des trajets de propagation des ondes élastiques. L'effet de dispersion est causé uniquement par les formes de transducteurs, qui sont constitués dans les cas étudiés par deux électrodes en forme de peignes à dents intercalées. La distance entre deux dents adjacentes varie le long d'un transducteur au moins. La forme recherchée de la caractéristique retard fréquence impose la loi de variation de la distance interdigitale.

Deux structures de lignes dispersives sont utilisées :

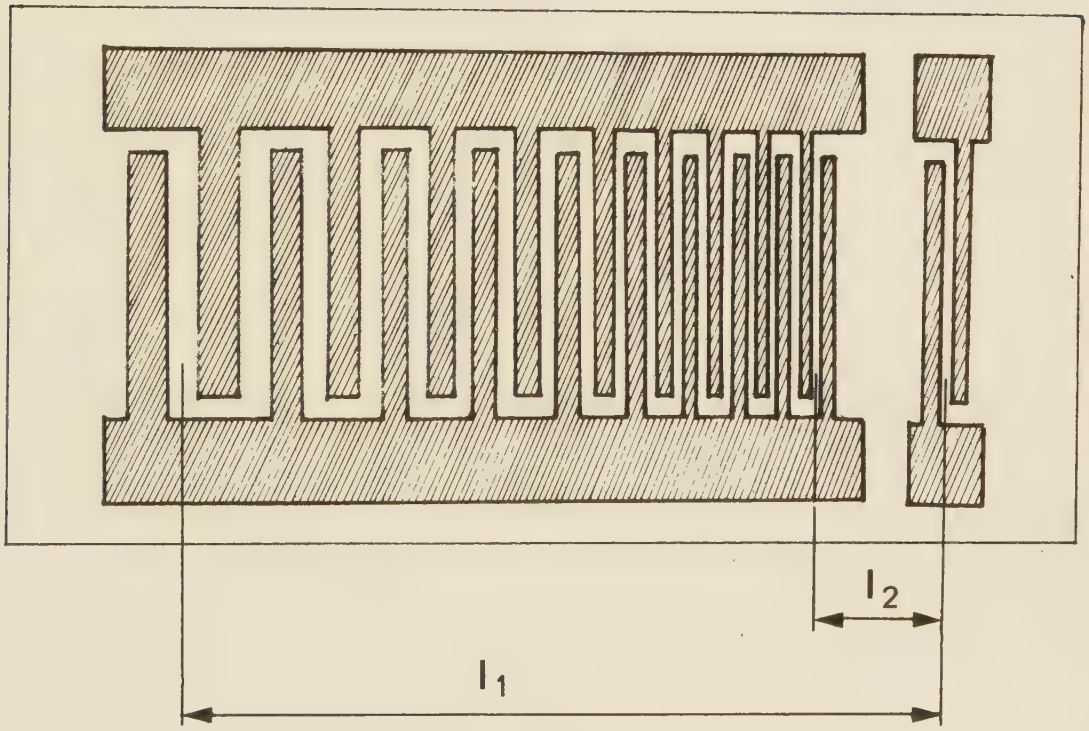
- Structure 1 (figure 3) :

Les distances interdigitales des deux transducteurs sont respectivement variables et constantes. La bande passante de ces derniers peignes à faible nombre de dents est large par rapport à celle du transducteur

...../

LIGNE DISPERSIVE

STRUCTURE 1



$$T = \frac{l_1 - l_2}{v}$$

Fig: 3

dispersif à pas variable. Les caractéristiques des peignes dispersifs ne sont pratiquement pas altérées par le transducteur à pas constant Quand une tension modulée en fréquence est appliquée entre les deux peignes à distance interdigitale variable, tout se passe comme si les fréquences les plus basses étaient émises dans la zone où les dents sont les plus écartées. La distance qui sépare ces dents et le transducteur récepteur à faible nombre de dents est égale à l_1. Le retard est donc l_1/V. Les fréquences les plus élevées sont pratiquement émises dans la zone où les dents sont les plus serrées. Le retard est alors l_2/V, l_2 étant la longueur qui sépare les dents les plus serrées du peigne récepteur.

Le retard varie donc de T pour un intervalle de fréquence égal à B :

$$T = \frac{l_1 - l_2}{V}$$

- Structure 2 (figure 4) :

Les dispersions des peignes à pas variable s'ajoutent par suite de la disposition relative des deux transducteurs. l_1 et l_2 sont respectivement les distances qui séparent les dents les plus écartées et les plus serrées des deux transducteurs :

$$T = \frac{l_1 - l_2}{V}$$

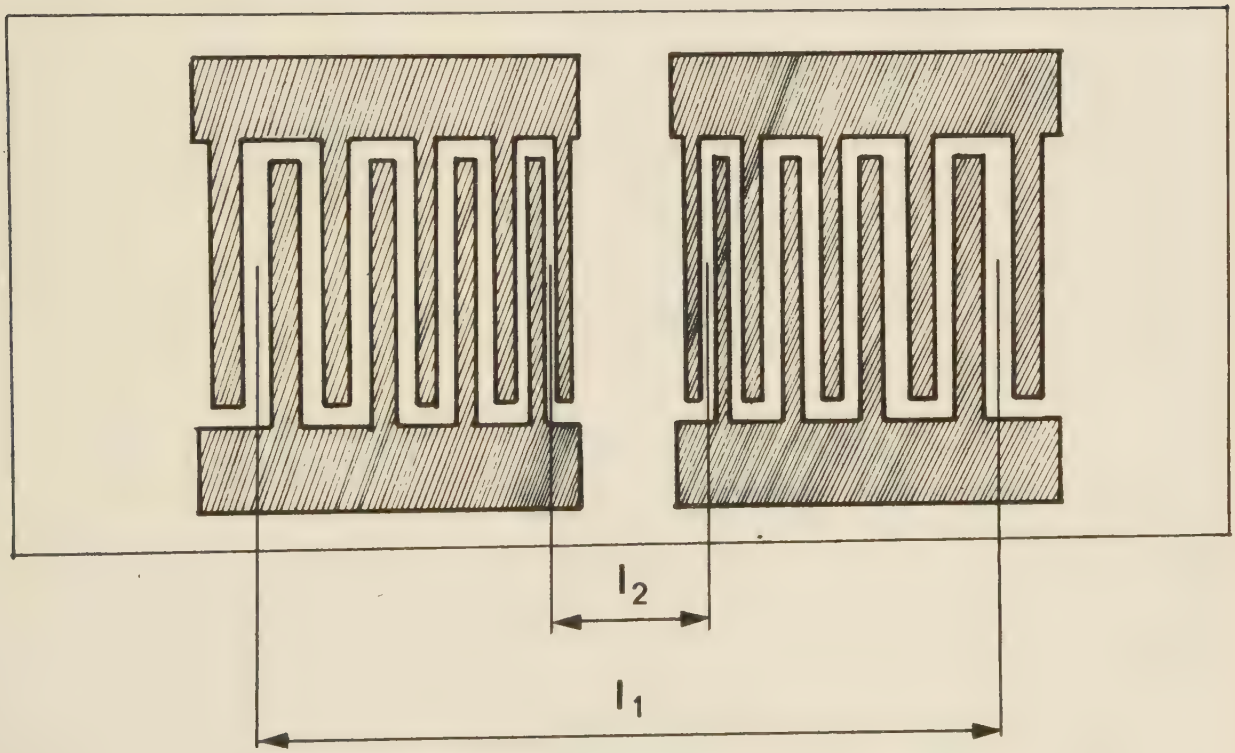
Pour des raisons de facilité de réalisation, les variations de retard dans l'intervalle de fréquence B sont, en général, identiques pour chaque transducteur.

Cette description du fonctionnement des lignes dispersives à ondes de RAYLEIGH est très schématique. Une étude plus approfondie des lignes de structures 1 et 2 est effectuée dans les chapitres suivants..

..... /

LIGNE DISPERSIVE

STRUCTURE 2



$$T = \frac{l_1 - l_2}{v}$$

Fig: 4

CHAPITRE III - CARACTERISTIQUES D'UN TRANSDUCTEUR DISPERSIF

La méthode de synthèse d'un transducteur dispersif dont les caractéristiques globales sont fixées à l'avance, est exposée en premier lieu. Ensuite, les propriétés de ce transducteur sont examinées. La réponse à une tension sinusoïdale (fonction de transfert) de ce transducteur est étudiée en fonction de la fréquence.

Les fluctuations de temps de transit qui dépendent des variations de phase de la fonction de transfert et l'amplitude de la réponse en fréquence sont calculées par plusieurs méthodes. L'influence sur ces caractéristiques de la limitation en longueur du transducteur est particulièrement considérée et mise en évidence.

Enfin, la résistance de rayonnement élastique d'un transducteur dispersif et la puissance émise sont déterminées.

L'hypothèse utilisée dans tous les calculs est la suivante :

- Une paire dents est assimilée à un émetteur ou récepteur élémentaire d'ondes de surface infiniment mince positionné sur l'axe de la paire de dents (5). La bande passante relative d'une paire unique de dents est voisine de 1 (6). La puissance rayonnée par cette paire est considérée comme constante dans un intervalle de fréquence égal à la bande passante de la ligne dispersive. Elle est proportionnelle à la longueur active des dents pour une tension appliquée donnée et indépendante de la distance interdigitale.

III- 1) DETERMINATION DES DIMENSIONS D'UN TRANSDUCTEUR :

Le problème consiste à déterminer les positions et les dimensions des dents pour réaliser un transducteur dont la réponse impulsionnelle présente une composante de FOURIER de la forme suivante :

$$s(t) = A(t) \cos \Phi(t)$$

$A(t)$ et $\Phi(t)$ sont déterminées par les caractéristiques recherchées de la ligne.

..... /

Par hypothèse :

$$\Phi(t) = \pi f_o t + \theta(t)$$

$$\theta(t) = 0 \text{ pour } t = 0$$

$\theta(t)$ est une fonction paire du temps t, [illegible] signes peuvent être utilisés suivant le cas considéré.

f est la fréquence instantanée :

$$f = \frac{d\Phi}{2\pi\, dt} = f_o \frac{1}{2\pi} \frac{d\theta}{dt} = f_o + g(t)$$

g(t) est une fonction impaire de t, $(t = 0, f = f_o)$.

- Position et largeur des dents :

L'origine des temps est située au milieu de la réponse impulsionnelle.
La fréquence varie à partir de f_o d'un intervalle B/2 pour une variation du temps de T/2 :

$$B = 2\, g\,(T/2).$$

La ligne est un filtre adapté au signal émis par le radar si A (t) est de forme rectangulaire :

$$A(t) = \text{Rect}\,(t/T)$$

$$\text{Rect}\,(t/T) = 1 \text{ pour } |t| \leq T/2$$

$$\text{Rect}\,(t/T) = 0 \text{ ailleurs.}$$

..... /

Les sources équivalentes à une paire de dents, qui sont co[illegible] comme des échantillons, sont positionnées en des points où la phase $\Phi(t)$ [illegible] par un nombre entier positif Q est un multiple entier n positif [illegible] de π .

Le paramètre Q est appelé le facteur d'échantillonnage. Les abscisses des échantillons sont égales à l_n :

$$l_n = V\, t_n$$

avec :

$$\frac{\Phi(t_n)}{Q} = n\pi = \frac{2\pi}{Q} \left(f_o t_n + \frac{\theta(t_n)}{2\pi} \right)$$

Les échantillons sont équidistants en phase et non en temps (figure 5).

$$\frac{\Phi(t)}{Q} = \Phi_Q(t) \qquad \text{par définition.}$$

La valeur maximale (n_{max}) de n est donnée par la relation suivante :

$$|n_{max}| = \frac{2}{Q} \left(f_o T/2 + \frac{\theta(T/2)}{2\pi} \right)$$

n prend toutes les valeurs entières comprises entre $-n_{max}$ et $+n_{max}$:

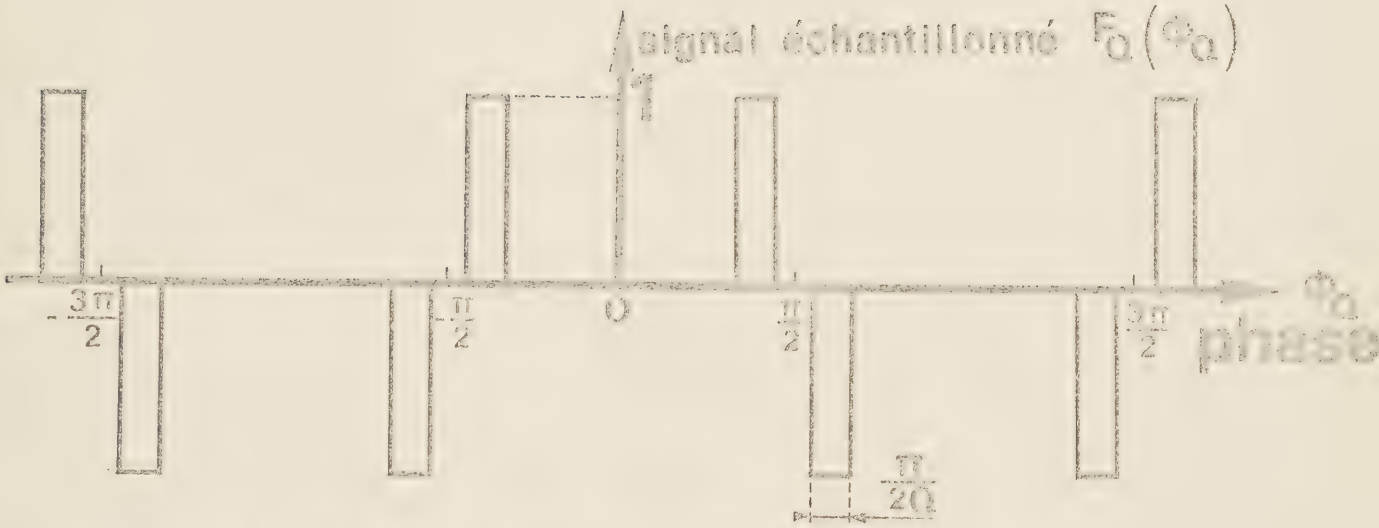
$n = 0$ pour $t = 0$.

Les largeurs des dents et la distance interdigitale d'un échantillon sont égales au quart de la longueur d'onde élastique correspondant à la fréquence instantanée $f_o \pm g(t_n)$.

En fait, avec ces dimensions, l'efficacité d'une paire de dent est maximale pour la fréquence $f_o \pm g(t_n)$ d'après COQUIN et TIERSTEN (6).

..... /

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE



$$F_\alpha(\Phi_\alpha) = F_\alpha(-\Phi_\alpha) \qquad F_\alpha(\Phi_\alpha + \pi) = -F_\alpha(\Phi_\alpha)$$

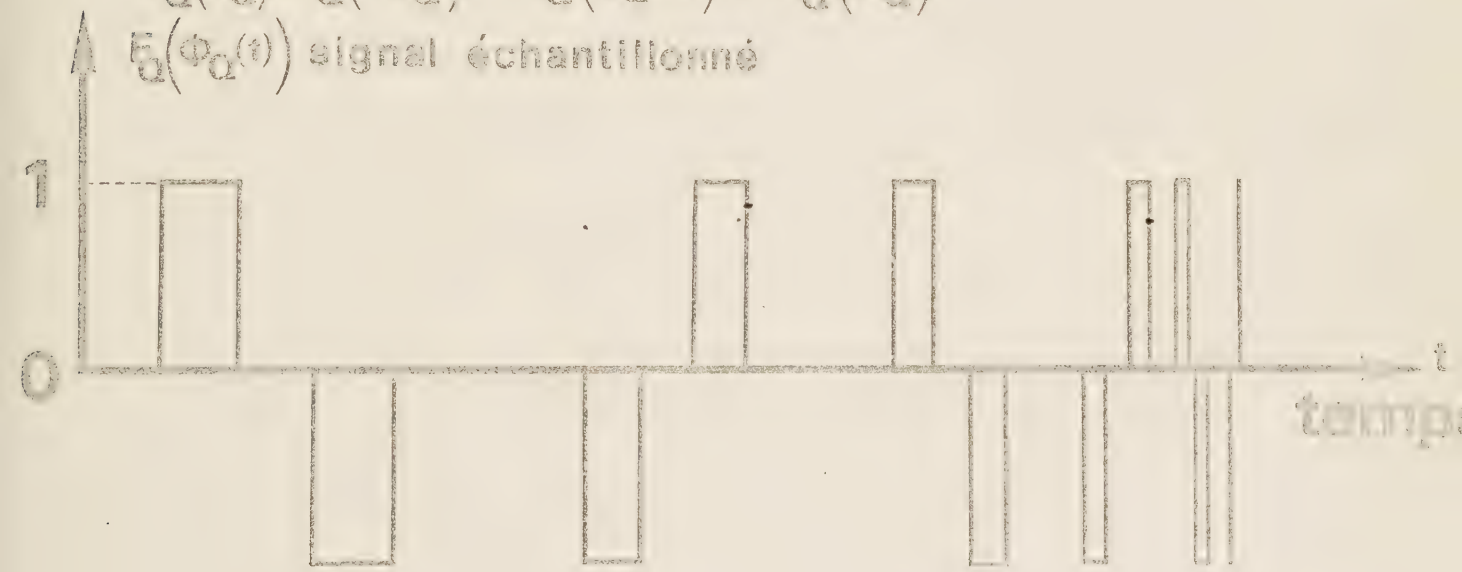


Fig - 5

La répartition spatiale des forces est identique à la forme de la réponse impulsionnelle d'un échantillon. Elle est supposée pour simplifier semblable à celle de la composante normale du champ électrique interdigital. Cette hypothèse a été particulièrement vérifiée pour un substrat piézoélectrique de niobate de lithium (7). La largeur d'une impulsion rectangulaire composant la réponse impulsionnelle est, exprimée en phase, égale à $\pi'(2Q)$ (figure 5). $F_Q(\Phi_Q(t))$ est la réponse impulsionnelle du transducteur. F_Q est périodique en phase dans l'intervalle $2\pi n_{max}$. Le nombre d'échantillons étant grand, F_Q peut être developpée en série de FOURIER en fonction de Φ_Q.

$$F_Q(\Phi_Q) = F_Q(\Phi_Q)$$

La fonction F_Q est paire .

$$F_Q(\Phi_Q + \pi) = -F_Q(\Phi_Q)$$

Le terme constant et les harmoniques paires du développement en série de FOURIER sont nulles :

$$F_Q(\Phi_Q) = \sum_{m=1}^{\infty} C_m \cos(m\Phi_Q) \qquad m = 2l+1$$

$$C_m = \frac{2}{\pi}\int_{\pi/2-3\pi/4Q}^{\pi/2-\pi/4Q} \cos(m\Phi_Q)\,d\Phi_Q - \frac{2}{\pi}\int_{\pi/2+\pi/4Q}^{\pi/2+3\pi/4Q} \cos(m\Phi_Q)\,d\Phi$$

$$C_m = \frac{2}{m\pi}\left[\sin\left(m\left(\frac{\pi}{2}-\frac{\pi}{4Q}\right)\right) - \sin\left(m\left(\frac{\pi}{2}-\frac{3\pi}{4Q}\right)\right) - \sin\left(m\left(\frac{\pi}{2}+\frac{\pi}{4Q}\right)\right) + \sin\left(m\left(\frac{\pi}{2}+\frac{3\pi}{4Q}\right)\right)\right]$$

$$C_m = (-1)^l \frac{2}{m\pi}\left(\cos\left(\frac{m\pi}{4Q}\right) - \cos\left(\frac{3m\pi}{4Q}\right)\right) = (-1)^l \frac{4}{m\pi}\sin\left(\frac{m\pi}{4Q}\right)\sin\left(\frac{m\pi}{2Q}\right)$$

$$F_Q(\Phi_Q) = \sum_{k=0}^{\infty} (-1)^k \frac{4}{(2k+1)\pi}\sin\left(\frac{(2k+1)\pi}{4Q}\right)\sin\left(\frac{(2k+1)\pi}{2Q}\right)\cos((2k+1)\Phi_Q)$$

$$m\Phi_Q = m\frac{\Phi}{Q} \quad \text{avec} \quad \Phi = 2\pi f \tau$$

pour $m=Q$, alors $\Phi_Q = \Phi$

..... /

La loi de variation de la phase de la réponse impulsionnelle du transducteur est pour l'harmonique d'ordre Q identique à celle du signal recherché. Q doit donc être un nombre impair. L'amplitude de l'harmonique d'ordre Q est inversement proportionnelle à Q :

$$C_Q = (-1)^{\frac{Q-1}{2}} \frac{4}{\pi Q \sqrt{2}}$$

Les valeurs de Cm des amplitudes maximales des harmoniques ont été calculées pour Q égal à 1,3, 5, 7 , 15 (figures 6, 7, 8).

La fréquence instantanée de l'harmonique d'ordre m est f_m :

$$f_m = \frac{d(m\,\Phi_Q)}{2\pi\,dt} = \frac{m}{Q} f$$

La fréquence f_m varie de B_m durant le temps T :

$$B_m = \frac{m}{Q} B$$

La bande correspondante à l'harmonique d'ordre Q + 2 ne doit pas avoir de partie commune avec celle de l'harmonique Q ; (8):

$$f_o + g(T/2) \leq \left(\frac{Q+2}{Q} \right)\left(f_o - g(T/2) \right)$$

$$Q \leq \frac{2f_o}{B} - 1$$

La valeur maximale de Q est donc Q_{max} :

$$Q_{max} = \frac{2f_o}{B} - 1$$

Le nombre minimal d'échantillons est N_{min}

$$N_{min} = \frac{2Tf_o}{\frac{2f_o}{B} - 1} = \frac{BT}{1 - \frac{B}{2f_o}}$$

si $\frac{B}{f_o} << 1$, $N_{min} \simeq BT$

Le nombre minimal de dents est M_{min} :

$$M_{min} = \frac{2BT}{1 - \frac{B}{2f_o}}$$

...../

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE
amplitude des harmoniques

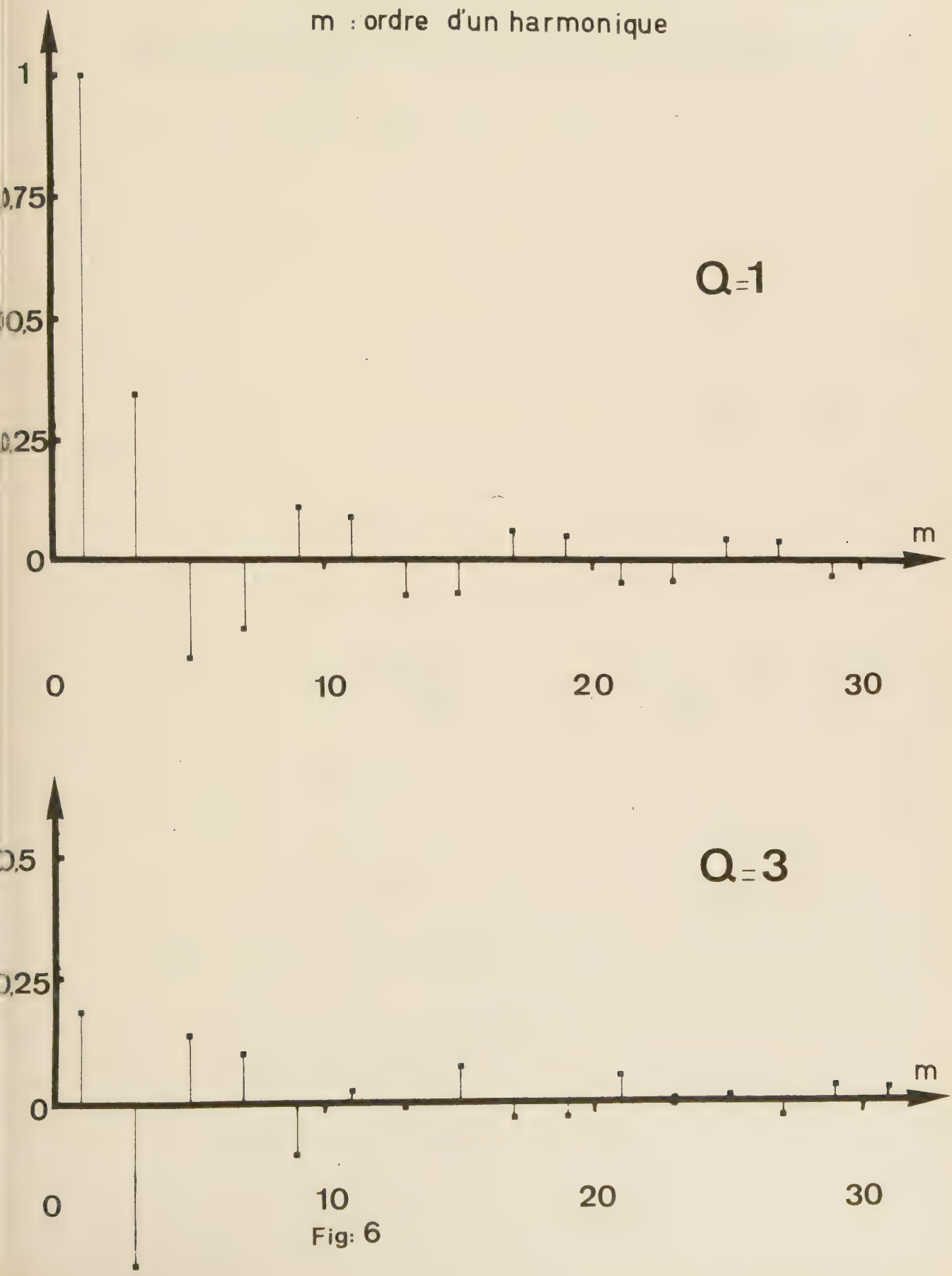


Fig: 6

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE

Amplitude des harmoniques

m: ordre d'un harmonique

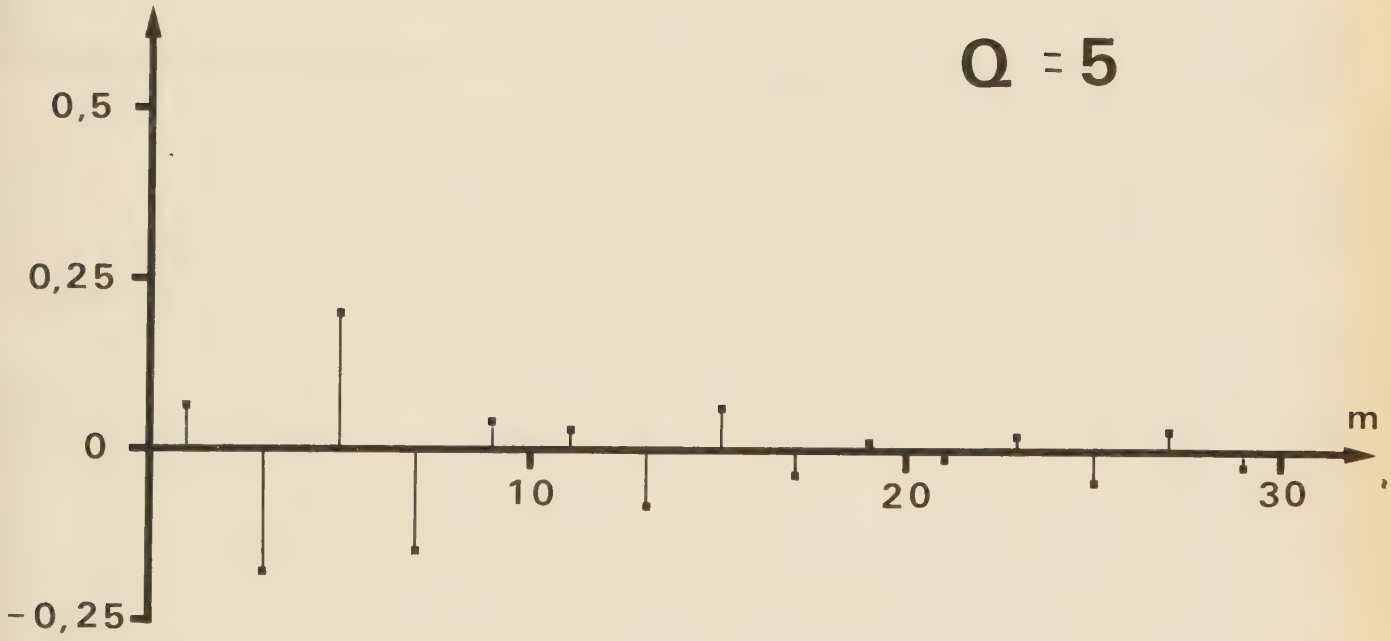
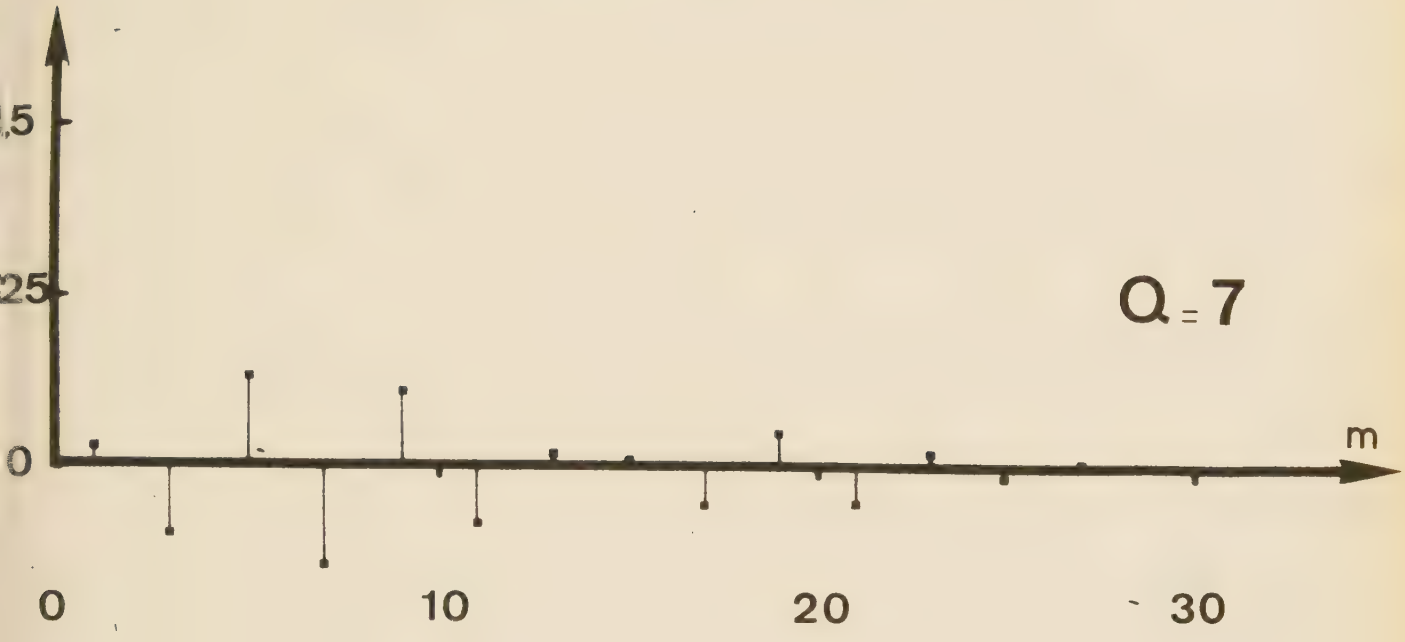


Fig: 7

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE
amplitude des harmoniques

m : ordre d'un harmonique



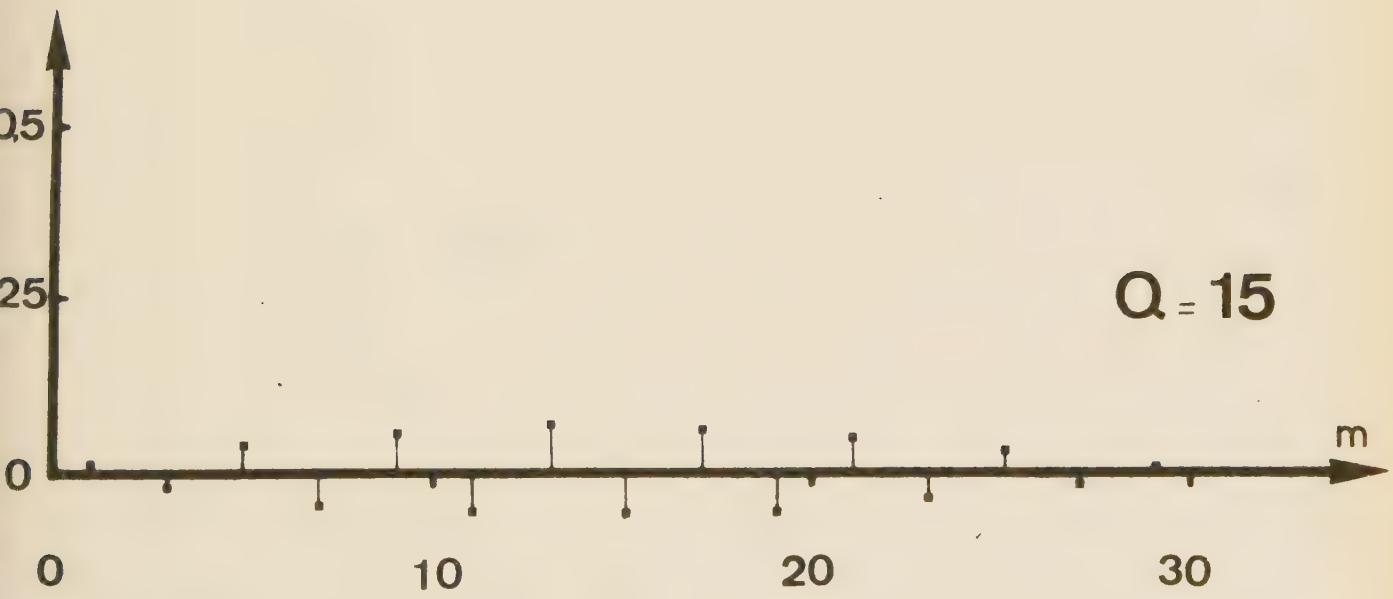


Fig: 8

La distance qui sépare deux échantillons adjacents est peu différente de $\lambda_Q/2$ si la fréquence ne varie pas trop vite avec le temps :

$$\frac{\lambda}{\quad} = \frac{\quad}{\quad}$$

La valeur moyenne de cette distance est d :

$$d = \frac{\quad}{\quad}$$

La distance interdigitale et la largeur des dents d'une paire échantillon de dents correspond au temps t_n, est égale à d_i :

$$d_i = \frac{V_s}{4(f_o + g(t_n))}$$

Le nombre maximum d'échantillons et de dents pour Q égal à 1 est pratiquement $2\,T\,f_o$:

$$N_{max} = 2\,T\,f_o$$

La distance interdigitale étant identique au quart de la longueur d'onde instantanée, la largeur d'une dent est égale à la valeur moyenne des deux distances interdigitales adjacentes.

Exemples :

- ligne de type 1 : f_o = 30 MHz ; B = 8 MHz ; T = 20 µs ; BT = 160 :

$$Q_{max} = \frac{60}{8} - 1 = 6,5 \simeq 5$$

$$N_{min} = \frac{160}{1 - \frac{8}{60}} = 184$$

$$N_{max} = 2\,T\,f_o = 1200$$

- ligne de type 2 : f_o = 30 MHz ; B = 1 MHz ; T = 25 µs ; BT = 25 :

$$Q_{max} = \frac{60}{1} - 1 = 59$$

$$N_{min} = \frac{25}{1 - \frac{1}{60}} = 25,4 \simeq 25$$

$$N_{max} = 2\,T\,f_o = 1500$$

..... /

Dans le cas où la fréquence est fonction linéaire du temps, les équations sont les suivantes :

$$f = f_o \pm rt \quad \text{avec} \quad r = \frac{B}{T}$$

$$\Phi = 2\pi \left(f_o t \pm \frac{1}{2} r t^2 \right)$$

$$g(t) = rt$$

$$n = \frac{2}{Q} \left(f_o t_n \pm \frac{1}{2} r t_n^2 \right)$$

1er cas : $f_o = f_o + rt$:

pour $n \geq 0$ $\quad t_n \geq 0 \quad$ $t_n = -\frac{f_o}{r} + \sqrt{\frac{f_o^2}{r^2} + \frac{nQ}{r}}$

pour $n \leq 0$ $\quad t_n \leq 0 \quad$ $t_n = -\frac{f_o}{r} + \sqrt{\frac{f_o^2}{r^2} + \frac{nQ}{r}}$

2ème cas : $f = f_o - rt$:

pour $n \geq 0$ $\quad t_n \geq 0 \quad$ $t_n = \frac{f_o}{r} - \sqrt{\frac{f_o^2}{r^2} - \frac{nQ}{r}}$

pour $n \leq 0$ $\quad t_n \leq 0 \quad$ $t_n = \frac{f_o}{r} - \sqrt{\frac{f_o^2}{r^2} - \frac{nQ}{r}}$

Il est possible de concevoir des transducteurs échantillonnés avec un facteur Q variable le long du transducteur. La distance entre les échantillons peut alors être à peu près constante. Q doit rester inférieur à Q_{max}.

La réponse impulsionnelle recherchée peut aussi théoriquement être obtenue en utilisant des échantillons temporellement équidistants en forme de $\frac{\sin \pi B t}{\pi B t} \cdot \cos 2\pi f_o t$. En effet, d'après le théorème de SHANNON (4), le nombre minimal d'échantillons indépendants nécessaires pour déterminer s (t) est égal à BT. Le temps qui sépare deux échantillons consécutifs est alors 1/B. L'amplitude et le signe de l'échantillon positionné à l'instant t_n sont obtenus en calculant l'expression $A(t_n) \cos(\Phi(t_n))$ $(t_n = \frac{n}{B}$, n entier).

..... /

La connaissance de l'amplitude A (t_n) et de la phase $\Phi(t_n)$ est nécessaire pour déterminer chaque échantillon. Le nombre minimum d'informations indépendantes est égal à 2 BT.

En fait, la réponse impulsionnelle d'une paire de dent ne peut pas être assimilée à un échantillon en forme de $\frac{\sin \pi bt}{\pi B t} \cdot \cos 2\pi f_o t$. La méthode d'échantillonnage de SHANNON ne peut pas être utilisée.

- Longueur des dents :

Dans les calculs précédents, la phase qui définit les positions des dents a été uniquement considérée. Les amplitudes des ondes émises par les sources sont maintenant utilisées pour déterminer les longueurs actives relatives des dents.

La réponse impulsionnelle est supposée, pour simplifier, être formée d'une suite de signaux de durée infiniment petite (fonction δ) dont les retards relatifs et les signes correspondent à ceux des sources élémentaires. L'enveloppe de l'amplitude d'un harmonique de cette réponse impulsionnelle est e (t). La relation suivante (5) est démontrée dans l'annexe VII- 1.

$$e(t) = \frac{A(t_n)}{\pi} \left| \frac{d(\Phi_Q)}{dt} \right|$$

$A(t_n)$ est l'amplitude des ondes émises en régime permanent par les sources. $A(t_n)$ est proportionnelle à la longueur active des paires de dents. t_n est le temps correspondant à la position de la nième dent :

$$\Phi_Q(t) = \frac{2\pi}{Q} f_o t \pm \frac{\theta(t)}{Q}$$

$$\frac{d\Phi_Q}{dt} = \frac{2\pi}{Q}(f_o \pm g(t))$$

$$\text{donc } e(t) = \frac{2A(t_n)}{Q} (f_o \pm g(t)) = \frac{2A(t_n)}{Q} \cdot f$$

$$e(T/2) = \frac{2A(T/2)}{Q} (f_o + g(T/2))$$

$$e(-T/2) = \frac{2A(-T/2)}{Q} (f_o - g(T/2)) .$$

..... /

La variation totale de e (t) durant le temps T est Δe :

$$\Delta e = e(T/2) - e(-T/2) \; [illegible]$$

Pour A constant durant le temps T :

$$\Delta e = 4\, g\, (T/2)\, \frac{1}{Q}$$

$$\frac{\Delta e}{e(0)} = \frac{4g(T/2)}{2f_o} = \frac{B}{f_o}$$

$\frac{\Delta e}{e(0)}$ est indépendant de Q.

Si les longueurs actives des paires de dents sont identiques, les amplitudes des ondes émises par les sources sont constantes. La variation totale relative d'amplitude de la réponse impulsionnelle est alors égale à l'excursion de fréquence relative.

L'enveloppe de la réponse impulsionnelle est de forme rectangulaire si les longueurs relatives actives des dents varient selon la loi suivante :

$$\frac{A(t_n)}{A(0)} = \frac{f_o}{(f_o \pm g(t_n))} = \frac{f_o}{f(t_n)}$$

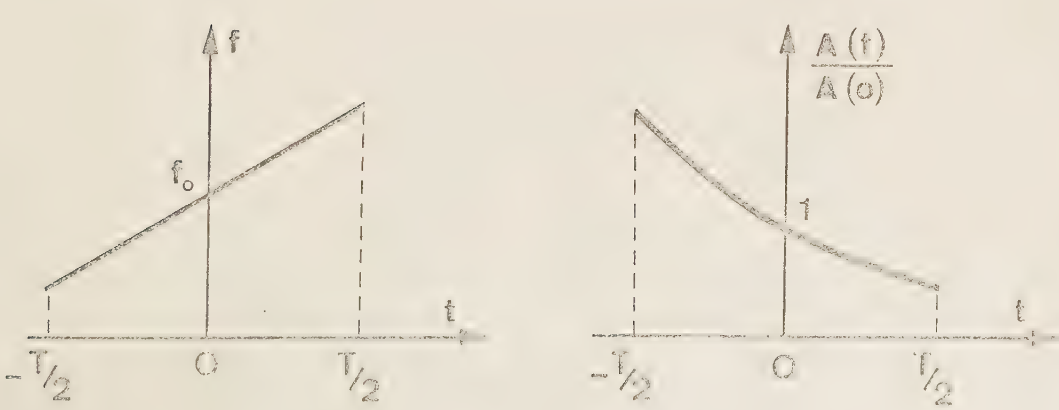
t_n est le temps correspondant à la position de la source considérée.

Le schéma d'un transducteur dont le facteur d'échantillonnage Q est plus grand que 1, est représenté sur la figure 9.

<u>exemples</u> :

- la fréquence est une fonction linéaire du temps :

$$f = f_o + rt \qquad g(t) = rt \qquad \frac{A(t_n)}{A(0)} = \frac{1}{1 + \frac{r}{f_o} \cdot t_n}$$



...... /

TRANSDUCTEUR DISPERSIF

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE

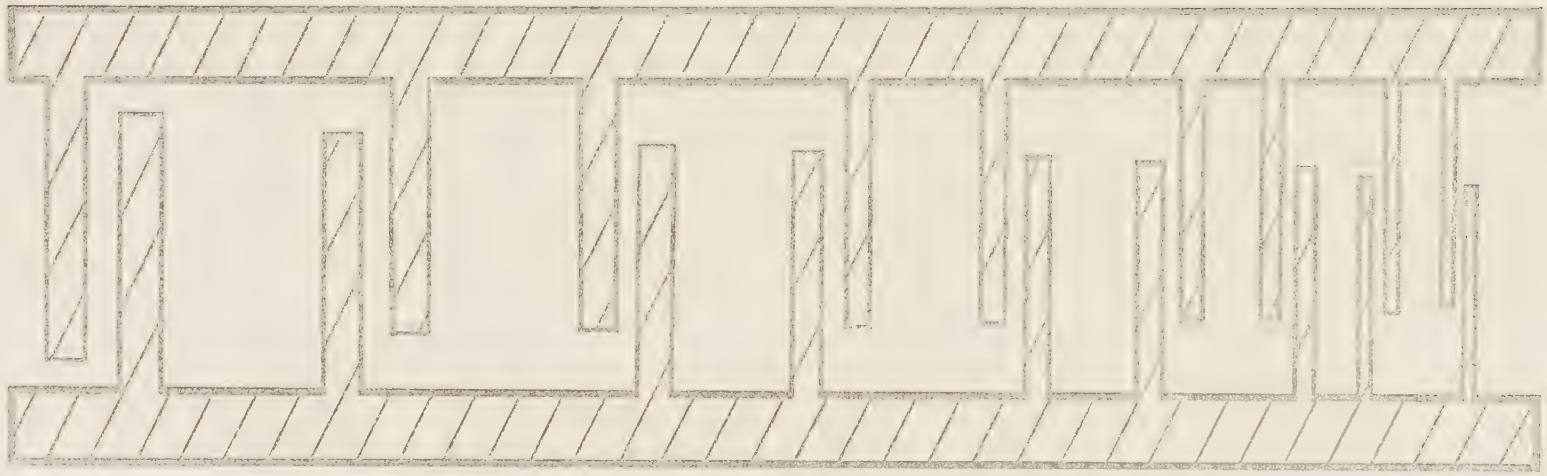


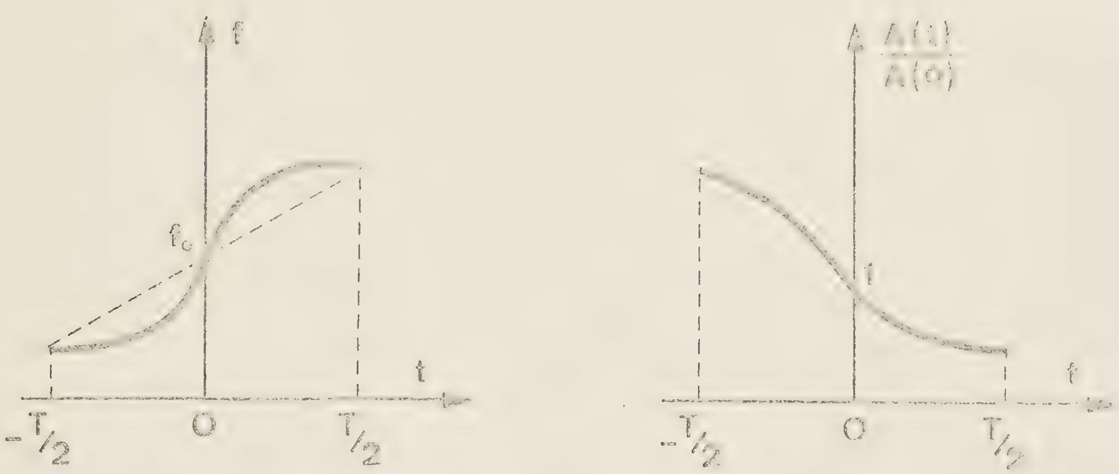
Fig. 9

- la fréquence est une fonction non linéaire du temps :

$$f = f_0 + rt + k' \sin(2\pi \frac{t}{T}) \qquad g(t) = rt + k' \sin(2\pi \frac{t}{T})$$

$$\frac{A(t)}{A(0)} = \frac{1}{1 + \frac{r}{f_0} t + \frac{k'}{f_0} \sin(2\pi \frac{t}{T})}$$

[illegible]



III- 2) FONCTION DE TRANSFERT D'UN TRANSDUCTEUR :

Les dimensions du transducteur étant déterminées selon la méthode de calcul exposée précédemment, la fonction de transfert est maintenant recherchée.

L'onde élastique résultante émise à la fréquence f par le transducteur entier, alimenté en régime permanent sinusoïdal, est égale à la somme S des ondes rayonnées à la même fréquence par chaque source élémentaire formé par les dents

$$S = \sum_{n=1}^{N} (-1)^{n} \ [illegible] \cos(2\pi \ [illegible] - \frac{[illegible]}{V}))$$

n : numéro de la source considérée

N : nombre de sources élémentaires

V : vitesse de propagation des ondes de RAYLEIGH,

l_n : distance qui sépare la nième source de l'axe origine traversé par l'onde élastique

A_n : est proportionnelle à la longueur des dents formant la source considéré

La fonction de transfert complexe du transducteur est H (f) :

$$H(f) = \sum_{n=1}^{N} (-1)^n A_n \exp(-j2\pi f l_n / V) = H_1 + jH_2 = \rho \exp(j\Phi_1)$$

$$\rho = (H_1^2 + H_2^2)^{1/2} \qquad \Phi_1 = \operatorname{arctg}\left(\frac{H_2}{H_1}\right)$$

$$H_1 = \sum_{n=1}^{N} (-1)^n A_n \cos(2\pi f l_n / V) \qquad H_2 = -\sum_{n=1}^{N} (-1)^n A_n \sin(2\pi f l_n / V)$$

Le temps de transit τ' est égal à $-\frac{\Delta\Phi_1}{2\pi\Delta f}$; Δf est une faible variation de la fréquence f (Δf = 5 Hz par exemple).

$$H(f + \Delta f) = H_3 + jH_4$$

$$\tau' = -\frac{1}{2\pi\Delta f}\left(\operatorname{arctg}\left(\frac{H_4}{H_3}\right) - \operatorname{arctg}\left(\frac{H_2}{H_1}\right)\right)$$

si $f - f_o = \pm g(t)$, l'expression de t est la suivante :

$$t = \pm J(f - f_o) \quad \text{pour} \quad f = f_o \quad t = 0$$

l_o est la distance qui sépare l'axe origine de la source fictive du transduct correspondant à une fréquence instauée centrale f_o de la réponse impulsionnelle :

$$l_n = l_o \pm V t_n$$

$$\frac{l_o}{V} = t_o$$

Les fluctuations des temps de transit sont égales à $\Delta\tau'$

$$\Delta\tau' = \tau' - (t_o \pm J(f - f_o))$$

Cette méthode de calcul de la fonction de transfert est appelée la méthode des "δ" (5).

..... /

Les amplitudes des fonctions de transfert et les fluctuations de temps de transit sont calculées dans la suite pour plusieurs types de lignes dispersives en utilisant la méthode des "δ".

Les temps de calcul à l'aide d'un ordinateur sont très longs, en particulier pour déterminer les fluctuations de temps de transit. En effet, pour chaque fréquence, 4 sommes de N termes (N est le nombre de sources) doivent être effectuées. Il est nécessaire, pour déterminer avec précision les courbes de fluctuations qui sont très accidentées, de calculer les positions d'un grand nombre de points. Une méthode approximative de calcul (méthode des groupes de sources) a été établie pour déterminer pour certaines fréquences, sans ordinateur, l'ordre de grandeur et les périodes en fréquence des fluctuations. Les formes obtenues des courbes de variations de temps de transit sont aussi expliquées en utilisant la méthode des groupes.

III- 2- 1) FLUCTUATIONS DE TEMPS DE TRANSIT :

L'étude des fluctuations a été principalement effectuée pour des lignes dont la fréquence instantanée de la composante de la réponse impulsionnelle, centrée à la fréquence f_o, varie linéairement en fonction du temps. Cependant, le cas d'un transducteur à caractéristique fréquence temps non linéaire est aussi envisagé.

Les courbes représentant les fluctuations ont été tracées pour les cas suivants :

- cas idéal : la ligne est un filtre adapté au signal. Une expression analytique des fluctuations a été établie,
- cas réel : la ligne présente une structure discrète. Les valeurs approximatives des fluctuations sont déterminées pour certaines fréquences à l'aide de la méthode des groupes de sources quasi cohérentes. Les courbes des fluctuations ont été tracées en fonction de la fréquence à l'aide d'une table traçante associée à un ordinateur. Les résultats sont comparés à ceux calculés avec la méthode des groupes.

III- 2- 1- 1) Caractéristiques fréquence temps linéaire :

III- 2- 1- 1- 1) Cas idéal

La ligne est un filtre adapté au signal :

La phase Φ_1 de la fonction de transfert de la ligne est déterminée en calculant la transformée de FOURIER de la réponse impulsionnelle h (t) :

$$h(t) = \mathrm{Rect}\left(\frac{t}{T}\right)\cos\left(\omega_o t + \frac{1}{2}\mu t^2\right)$$

avec $\mu = 2\pi\frac{1}{T} = 2\pi\alpha$ ..... /

$$H(\omega) = \int_{-T/2}^{T/2} \cos\left(\omega_0 t + \frac{1}{2}\mu t^2\right) \exp(-j\omega t)\,dt$$

$$= \int_{-T/2}^{T/2} [illegible]$$

$$H(\omega) = \rho \exp(j\,\Phi_1(\omega))$$

Tous calculs faits, l'expression de Φ_1 est la suivante (9) .

$$\Phi_1 = \frac{(\omega_0 - \omega)^2}{2\mu} + \operatorname{arctg}\left(\frac{S(X_1) + S(X_2)}{C(X_1) + C(X_2)}\right)$$

avec $C(X) = \int_0^X [illegible]$; $S(X) = \int_0^X [illegible]$

$X_1 = [illegible]$; $X_2 = [illegible]$

f_o et f sont respectivement la fréquence centrale et la fréquence variable.

f varie de l'intervalle B pour une augmentation du temps de T.

Le temps de transit est égal à τ'

$$\tau' = -\frac{d\,\Phi_1}{d\,\omega} = \frac{\omega - \omega_0}{\mu} - \frac{d\,\Delta\Phi_1}{d\,\omega}$$

$-\frac{d\,\Delta\Phi_1}{d\,\omega}$ est la fluctuation du temps de transit.

$$\Delta\tau' = -\frac{d\,\Delta\Phi_1}{d\,\omega} = \frac{d}{d\omega}\left[-\operatorname{arctg}\left(\frac{S(X_1) + S(X_2)}{C(X_1) + C(X_2)}\right)\right]$$

$$\Delta\tau' = \frac{-1/\sqrt{\pi\mu}}{(C(X_1)+C(X_2))^2+(S(X_1)+S(X_2))^2}\Big[(C(X_1)+C(X_2))(\sin(\tfrac{\pi}{2}[illegible]) - [illegible]$$

$$[illegible]\Big]$$

soit, G le produit BT.

Posons :

$$N = \frac{f_0 - f}{B}$$

alors $X_1 = \sqrt{2\,G}\,(1/2 + N)$

$X_2 = \sqrt{2\,G}\,(1/2 - N)$

$$\Delta\tau' = \frac{1}{B[illegible]}\,F(X_1, X_2)$$

...... /

$\Delta T'/T$ ne dépend que de BT et de l'intervalle réduit de fréquence N.

$$\Delta T' = 0 \quad \text{si} \quad \sin\left(\frac{\pi}{2} X_1^2\right) = \sin\left(\frac{\pi}{2} X_2^2\right)$$

$$\text{et} \quad \cos\left(\frac{\pi}{2} X_1^2\right) = \cos\left(\frac{\pi}{2} X_2^2\right)$$

donc $X_1^2 = X_2^2 + 4k$, k entier

Les courbes représentant les fluctuations calculées analytiquement sont tracées sur la figure 10 pour la ligne de type 1 (B = 8 MHz, T = 20 µs, f_o = 30 MHz) et sur la figure 11 pour la ligne de type 2 (B = 1 MHz, T = 25 µs, f_o = 30 MHz).

Pour ces deux lignes, les fréquences les plus élevées sont les plus retardées.

La courbe correspondant à la ligne de type 1 a été tracée avec des points espacés de 10 KHz. Pour celle de la ligne de type 2, l'intervalle de fréquence qui sépare deux points adjacents est de 5 KHz. Les amplitudes de la fluctuation de temps de transit au voisinage de 30 MHz sont respectivement de 0,4 µs et 1,5 µs pour les lignes de types 1 et 2.

III- 2- 1- 1- 2) Cas réel :

III- 2- 1- 1- 2- 1) Calcul des fluctuations de temps de transit par la méthode des groupes de sources quasi cohérentes :

Pour une fréquence plusieurs paires de dents émettent des ondes élastiques très faiblement déphasées. Ces paires de dents forment un "groupe" de sources ultrasonores. Le nombre d'échantillons qui forment un "groupe" dépend des caractéristiques du transducteur.

Les fréquences f_1, f_2, f_o sont respectivement les limites inférieures et supérieures de l'excursion en fréquence et la fréquence centrale ($B = f_2 - f_1$)

Le fonctionnement d'un transducteur dispersif est étudié plus précisément à la fréquence f_3.

L'expression analytique de la caractéristique fréquence temps de la réponse impulsionnelle est la suivante :

$$f - f_3 = rt \quad \text{avec} \quad r = \frac{B}{T} \qquad f_1 \leq f \leq f_2 \qquad t = 0 \quad f = f_3$$

..... /

Fig.10

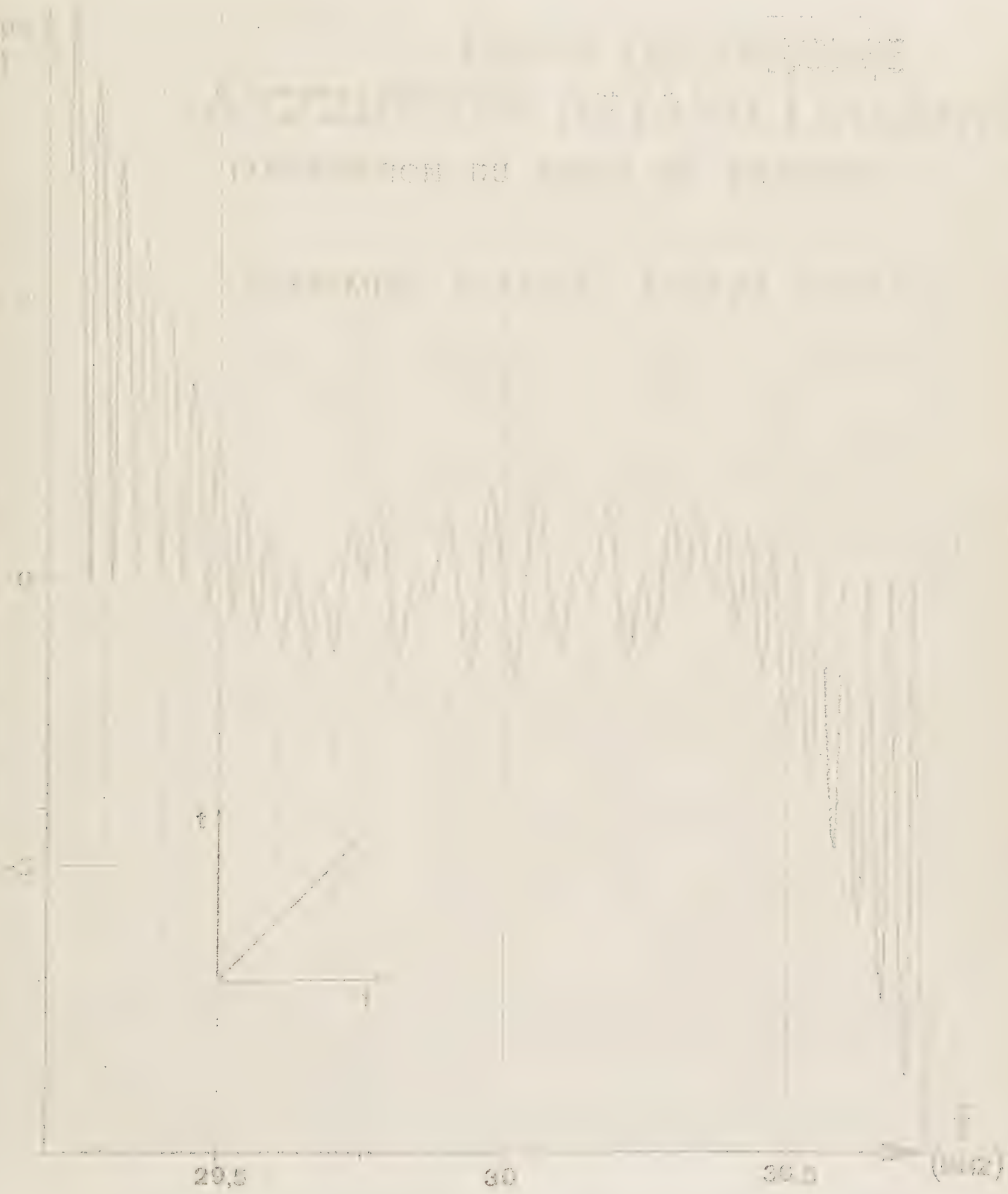


Fig : 11

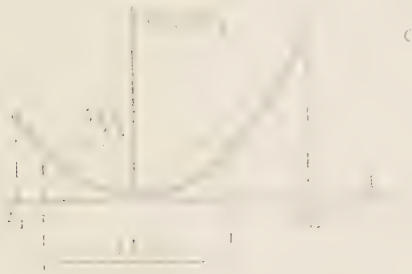
Le temps t peut être positif ou négatif.

Φ est le déphasage. $f = -\frac{d\Phi}{dt}$

$$\Phi - \Phi_3 = \pi f t^2 = \pi r \left(\frac{l}{V}\right)$$

l est la distance correspondant à l'intervalle de fréquence $f - f_3$

La forme parabolique de la courbe $\Phi - \Phi_3$ en fonction de l est schématisée ci-dessous :



Par définition, la variation de phase $\Phi - \Phi_3$ délimitant le groupe principal est égale à $\pi/4$ (10).

$$\frac{\pi}{4} = \pi r \left(\frac{\quad}{\quad}\right)^2 \qquad f_r^2 = \frac{V}{r}$$

2 Lg est la largeur du groupe

$2\,Lg = \frac{V}{\sqrt{r}}$ 2 Lg est indépendant de la fréquence.

Le temps de propagation correspondant 2 Lg est t_g

$$\frac{2L_g}{V} = \frac{1}{\sqrt{f}} \qquad t_g = \frac{1}{\sqrt{f}}$$

L'intervalle de fréquence correspondant à 2 Lg est $\sqrt{f}$.

La distance entre deux paires adjacentes de dents est peu différente de

$\frac{Q\lambda_3}{2}$ ($\lambda_3 = \frac{V}{f_3}$)

Le nombre de sources qui composent le groupe principal est égal à Ng.

$$Ng = \frac{\quad}{\lambda} \simeq \frac{2\,\quad}{\sqrt{\quad}}$$

..... /

Le nombre de sources du groupe principal est proportionnel à la fréquence.

- Groupes secondaires :

Des groupes secondaires, dont le déphasage par rapport à la fréquence f_3 est égal à un nombre entier de fois π, sont définis :

$$\Phi - \Phi_3 = K\pi = \pi r \left(\frac{l_{gs}}{V}\right)^2$$

$$l_{gs} = V\sqrt{\frac{|K|}{r}}$$

K impair : le groupe secondaire est en opposition de phase avec le groupe principal,

K pair : le groupe secondaire est en phase avec le groupe principal.

l_{gs} est la distance qui sépare les axes des groupes secondaires d'ordre K et du groupe principal :

$$\Delta l_{gs} = \frac{V \Delta\Phi}{2\pi\sqrt{|K| r}}$$

La phase $(\Phi - \Phi_3)$ varie dans le groupe secondaire de $K\pi - \pi/4$ à $K\pi + \pi/4$.

Toutes les sources comprises dans cet intervalle sont considérées comme quasi cohérentes.

$$\Delta\Phi = \frac{\pi}{2} \qquad \Delta l_{gs} = \frac{V}{4\sqrt{|K| r}}$$

$$\Delta l_{gs} \cdot l_{gs} = \frac{V^2}{4r}$$ indépendant de K.

Soit L la longueur totale du transducteur, la valeur maximale de K est obtenue quand f_3 est égal à f_1 ou f_2.

$$K_{max} = \frac{L^2}{V^2} r = B T$$

A la fréquence centrale f_o, K max est égal à B T/4 ($l_{gs} = \frac{VT}{2}$).

Le nombre de sources d'un groupe secondaire est N_{gs} pour la fréquence f_3 :

$$N_{gs} \simeq \frac{\Delta l_{gs}}{Q \lambda/2} = \frac{2 \Delta l_{gs} f}{VQ}$$

avec $f = f_3 \pm r \frac{1}{V} = f_3 \pm \sqrt{|K| r}$

..... /

$$N_{gs} = \frac{f_o}{2\sqrt{|K|r}} \pm \frac{\sqrt{|K|r}}{2Q} = \frac{f_o}{2Q\sqrt{|K|r}} \pm \frac{1}{2Q} = \frac{f_o}{4\sqrt{|K|}}$$

$$\frac{N_{gs}}{N_g} = \frac{1}{4\sqrt{|K|}} \pm \frac{\sqrt{r}}{4f_o}$$

Le produit N_{gs} par la distance l_{gs} est :

$$N_{gs} l_{gs} = V\left(\frac{N_g}{4\sqrt{r}} \pm \frac{1}{2Q}\sqrt{\frac{|K|}{r}}\right) = V\left(\frac{f_o}{2Q\sqrt{r}} \pm \frac{1}{2Q}\sqrt{\frac{|K|}{r}}\right)$$

$N_{gs} l_{gs}$ est une fonction linéaire de la fréquence.

L'intervalle de fréquence correspondant à la distance entre deux groupes adjacents est Δf_{gs} :

$$\Delta f_{gs} = \left(\frac{l_{gs\,K+1} - l_{gs\,K}}{V}\right)\frac{B}{2} = \sqrt{r}\left(\sqrt{|K-1|} - \sqrt{|K|}\right)$$

si K est grand, Δf_{gs} est peu différent de $\frac{1}{2}\sqrt{|K|}$

Pour $K = BT/4$, $\Delta f_{gs} = 1/T$.

Exemples : (Les pentes des caractéristiques fréquence temps sont positives)

Ligne type 1 : B = 8 MHz, T = 20 µs, f_o = 30 MHz

$$r = \frac{B}{T} = 4.10^{11}\ s^{-2} \qquad BT = 160$$

$$\sqrt{r} = 630\ KHz$$

Pour Q = 1, le nombre Ng égal à 95 pour la fréquence centrale varie de 82 à 108 dans l'intervalle de fréquence de 8 MHz.

La largeur du groupe principal est de 4,98 mm.

Pour la fréquence f_o, K prend toutes les valeurs entières comprises entre - 40 et + 40. Le nombre de sources du groupe secondaire d'ordre - 40 est de $\left(\frac{f_o}{B} - \frac{1}{2}\right)$, soit 3 environ.

Le temps de propagation correspondant à la largeur du groupe est de 1,58 µs.

..... /

Ligne type 2 : B = 1 MHz, T = 25 µs, f_o = 30 MHz

$$r = \frac{B}{T} = 4.10^{10}\ s^{-2} \qquad BT = 25$$

$$\sqrt{r} = 200\ KHz$$

Pour Q = 1, Ng varie de 295 à 305 dans un intervalle de fréquence de 1 MHz. La valeur de Ng est de 300 pour la fréquence centrale (30 MHz).

La largeur du groupe principal est de 15,8 mm. Le temps de propagation correspondant est de 5 µs.

Pour la fréquence centrale f_o, K prend toutes les valeurs entières comprises entre - 6 et + 6. Le nombre de sources d'un groupe secondaire d'ordre - 6 est de 30.

Ligne type 3 : B = 50 MHz, T = 2,5 µs, f_o = 60 MHz

$$r = \frac{B}{T} = 2.10^{13}\ s^{-2} \qquad BT = 125$$

$$\sqrt{r} = 4{,}50\ MHz$$

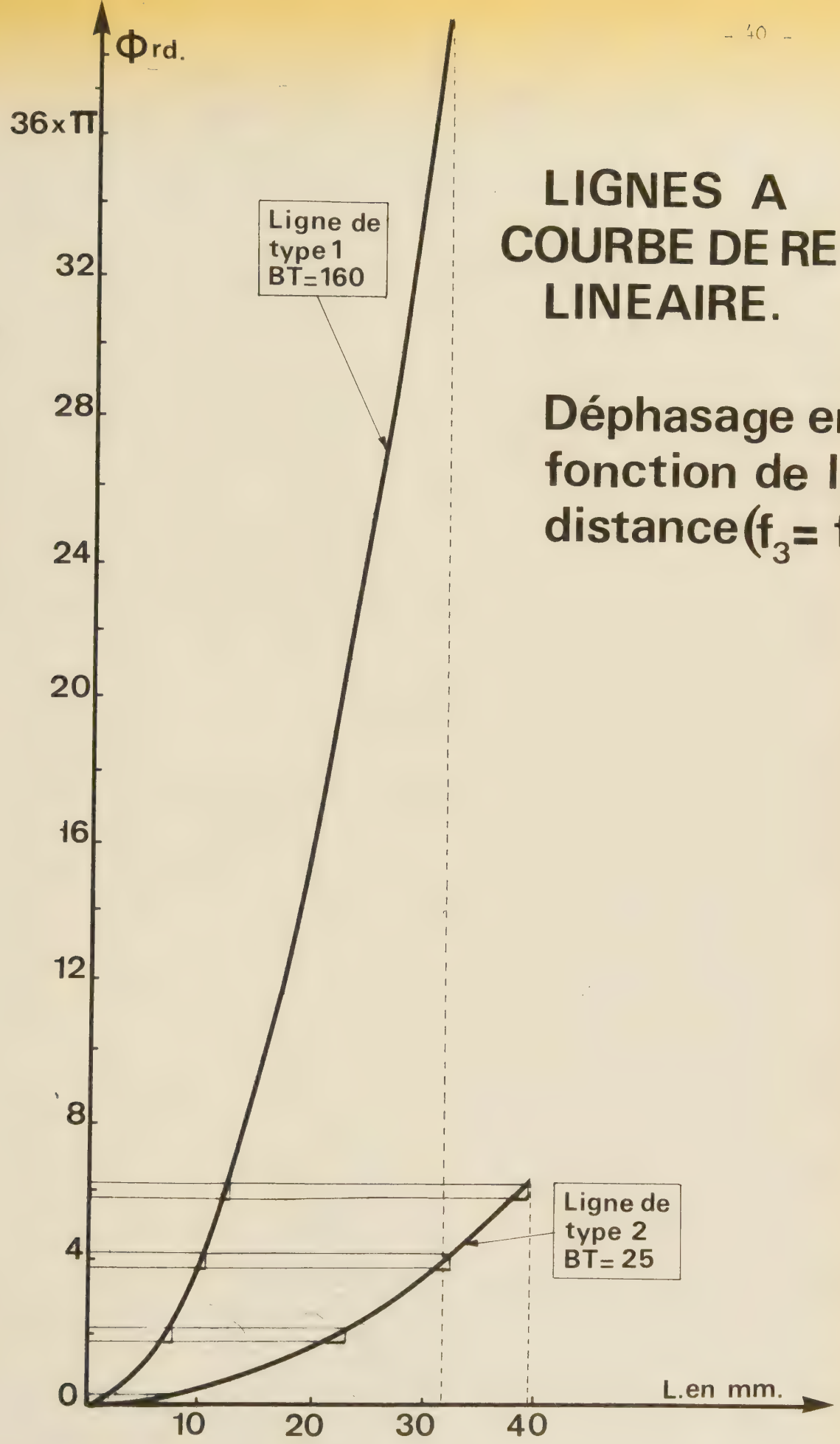
Pour Q = 1, Ng varie de 16 à 38 dans un intervalle de fréquence de 50 MHz. A 60 MHz, ce nombre est égal à 27. K varie de - 31 à + 31 pour f_3 égal à 60 MHz.

Les moitiés de courbes représentant $\Phi - \Phi_3$ en fonction de 1 ont été tracées sur la figure 12 pour les lignes des types 1 et 2. Dans le cas de cette figur f_3 est égale à la fréquence centrale. Ces courbes de la figure 12 subissent une translation le long de l'abscisse quand f_3 varie.

- Fluctuations de temps de transit :

La position le long du transducteur de la source équivalente qui rayonne toute la puissance élastique peut être approximativement déterminée en cherchant la position du barycentre de tous les groupes en supposant que chaque source émette des ondes d'amplitude constante. Cette position ne coïncide pas en général avec l'axe du groupe principal. L'écart Δ b entre la position du barycentre et l'axe du groupe principal est la cause des fluctuations de temps de transit.

..... /



LIGNES A COURBE DE RETARD LINEAIRE.

Déphasage en fonction de la distance ($f_3 = f_0$)

Fig:12

L'amplitude $\Delta\tau'$ des fluctuations peut être calculée.

$$\Delta\tau' = \frac{\Delta}{V} = \frac{\Sigma \text{ [illegible]}}{V(N_g + \sum_K N_{gs})}$$

$\Delta\tau'$ est indépendant de Q.

Les conventions de signe sont les suivantes :

- les nombres de sources des groupes secondaires sont considérés comme respectivement positif et négatif pour des sources en phase ou en opposition de phase avec les sources du groupe principal,

- les distances qui séparent les axes des groupes secondaires de celui du groupe principal sont positives du coté des fréquences élevées, négatives du coté des fréquences basses.

Les nombres des sources Ng s et les facteurs $N_{gs} \cdot 1_{gs}/V$ sont cités dans les tableaux 1 et 2.

Ng s	
Coté basse fréquence	Coté haute fréquence
$-\frac{Ng\,3}{4} + \frac{1}{2}$	$-\frac{Ng\,3}{4} - \frac{1}{2}$
$+\frac{Ng\,3}{4\sqrt{2}} - \frac{1}{2}$	$+\frac{Ng\,3}{4\sqrt{2}} + \frac{1}{2}$
$-\frac{Ng\,3}{4\sqrt{3}} + \frac{1}{2}$	$-\frac{Ng\,3}{4\sqrt{3}} - \frac{1}{2}$
- - - - - - - -	- - - - - - - -
$-\frac{Ng\,3}{4\sqrt{2s+1}} + \frac{1}{2}$	$-\frac{Ng\,3}{4\sqrt{2s+1}} - \frac{1}{2}$
- - - - - - - -	- - - - - - - -
$(-1)^{K_1}\left[\frac{Ng\,3}{4\sqrt{K_1}} - \frac{1}{2}\right]$	$(-1)^{K_2}\left[\frac{Ng\,3}{4\sqrt{K_2}} + \frac{1}{2}\right]$

s est un nombre entier

TABLEAU 1

...../

$\frac{\text{[illegible]}}{V}$	
Coté basse fréquence	Coté haute fréquence
$+ \frac{Ng\,\text{[illegible]}}{4\sqrt{\text{[illegible]}}} - \frac{1}{\text{[illegible]}\sqrt{\text{[illegible]}}}$	$- \frac{N\text{[illegible]}}{\sqrt{\text{[illegible]}}} - \frac{1}{2\sqrt{\text{[illegible]}}}$
$- \frac{Ng\,\text{[illegible]}}{4\sqrt{\text{[illegible]}}} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{2}{\text{[illegible]}}}$	$+ \frac{Ng\,\text{[illegible]}}{4\sqrt{\text{[illegible]}}} - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{2}{\text{[illegible]}}}$
$+ \frac{Ng\,\text{[illegible]}}{4\sqrt{\text{[illegible]}}} - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{3}{\text{[illegible]}}}$	$- \frac{Ng\,\text{[illegible]}}{4\sqrt{\text{[illegible]}}} - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{3}{\text{[illegible]}}}$
- - - - - - - - - - - -	- - - - - - - - - - - -
$+ \frac{Ng\,\text{[illegible]}}{4\sqrt{\text{[illegible]}}} - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{2s\,\text{[illegible]}\,1}{\text{[illegible]}}}$	$- \frac{Ng\,\text{[illegible]}}{4\sqrt{\text{[illegible]}}} - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{2s\,\text{[illegible]}\,1}{\text{[illegible]}}}$
- - - - - - - - - - - -	- - - - - - - - - - - -
$(-1)^{K_1}\left[- \frac{Ng\,\text{[illegible]}}{4\sqrt{\text{[illegible]}}} + \frac{1}{2}\sqrt{\frac{K_1}{\text{[illegible]}}} \right]$	$(-1)^{K_2}\left[\frac{Ng\,\text{[illegible]}}{4\sqrt{\text{[illegible]}}} \,\text{[illegible]}\, \frac{1}{2}\sqrt{\frac{K_2}{\text{[illegible]}}} \right]$

TABLEAU 2

Les valeurs des fluctuations $\Delta\tau'$ de temps de transit ont été calculées pour des cas particuliers en annexe VII- 2.

III- 2- 1- 1- 2- 2) Détermination des fluctuations de temps de transit par la méthode des " δ " :

Ces courbes, dont les tracés nécessitent un grand temps de calcul, sont déterminées avec relativement peu de précision.

Elles ont été dessinées en premier lieu pour les lignes dont les caractéristiques sont les suivantes :

- ligne de type 1 : B = 8 MHz, T = 20 µs, f_o = 30 MHz, Q = 1 :

  Les amplitudes des ondes élastiques rayonnées par les sources sont constantes le long du transducteur (figure 13).

- ligne de type 2 : B = 1 MHZ, T = 25 µs, f_o = 30 MHz, Q = 1 :

  Amplitudes des sources constantes (figure 14).

- ligne de type 3 : B = 50 MHz, T = 2,5 µs, f_o = 60 MHz, Q = 1 :

  Amplitudes des sources constantes (figure 15).

Les valeurs des fluctuations calculées par les méthodes des " δ " et des groupes sont comparées dans les tableaux 3, 4, 5.

Compte-tenu de la précision, les résultats obtenus en utilisant les deux méthodes sont très voisins.

.... /

LIGNE DISPERSIVE

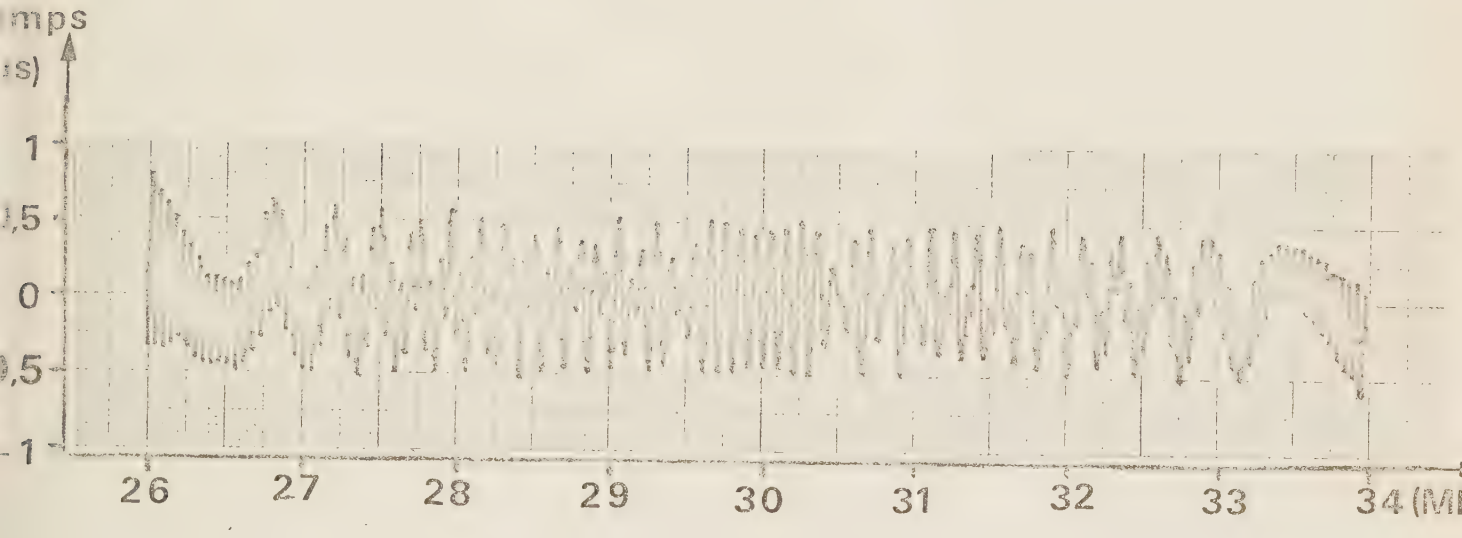
A COURBE DE RETARD LINEAIRE

FLUCTUATIONS DU TEMPS DE TRANSIT

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE

F_o=30 MHZ B=8MHZ T=20µs BT=160 Q=1

amplitude des sources : constante



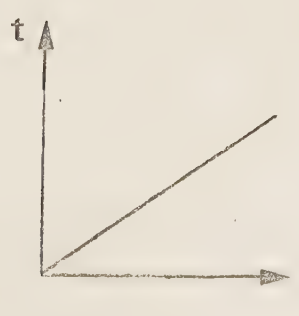


Fig : 13

LIGNE DISPERSIVE

A COURBE DE RETARD LINEAIRE

FLUCTUATIONS DU TEMPS DE TRANSIT

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE

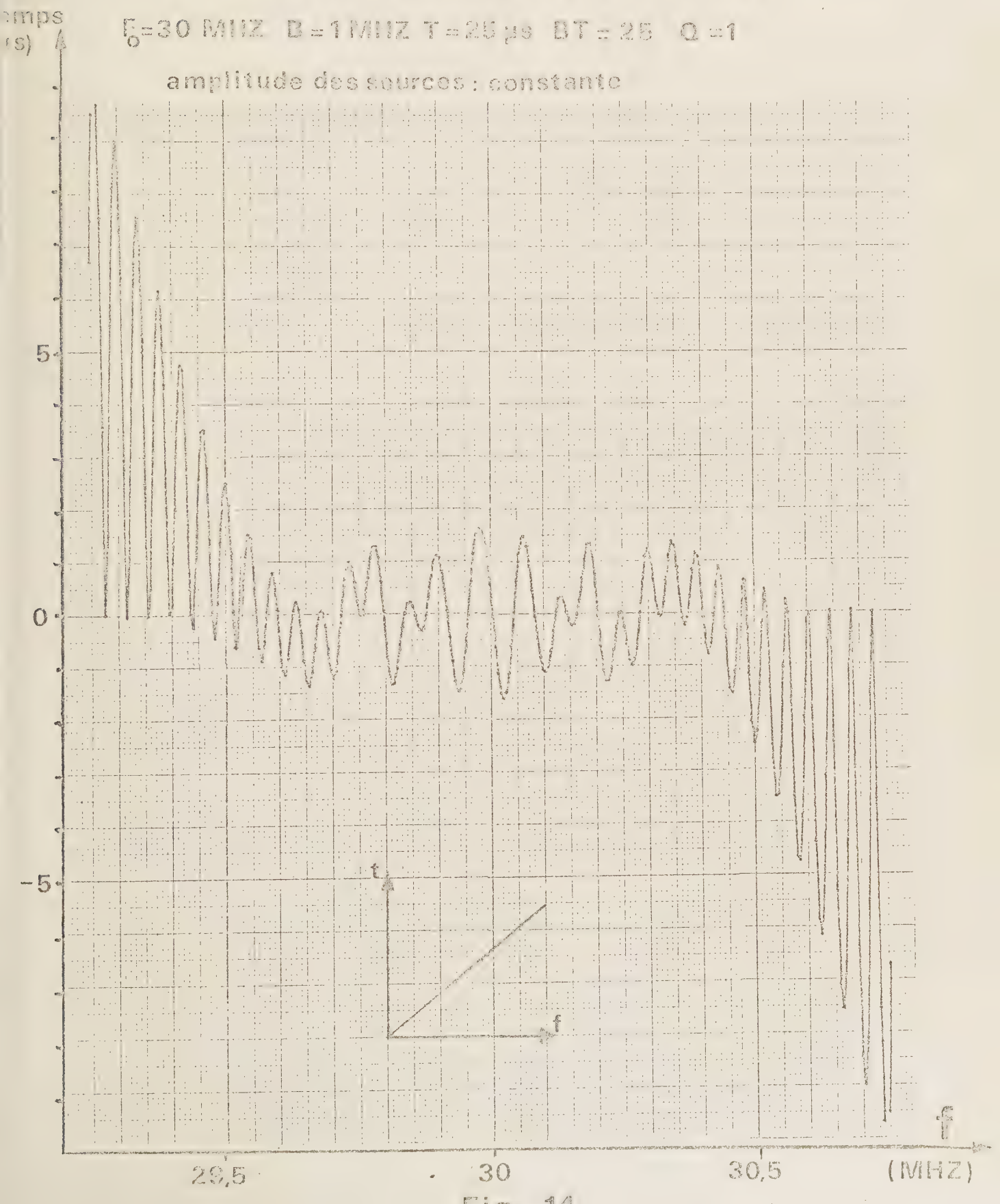


Fig. 14

LIGNE DISPERSIVE

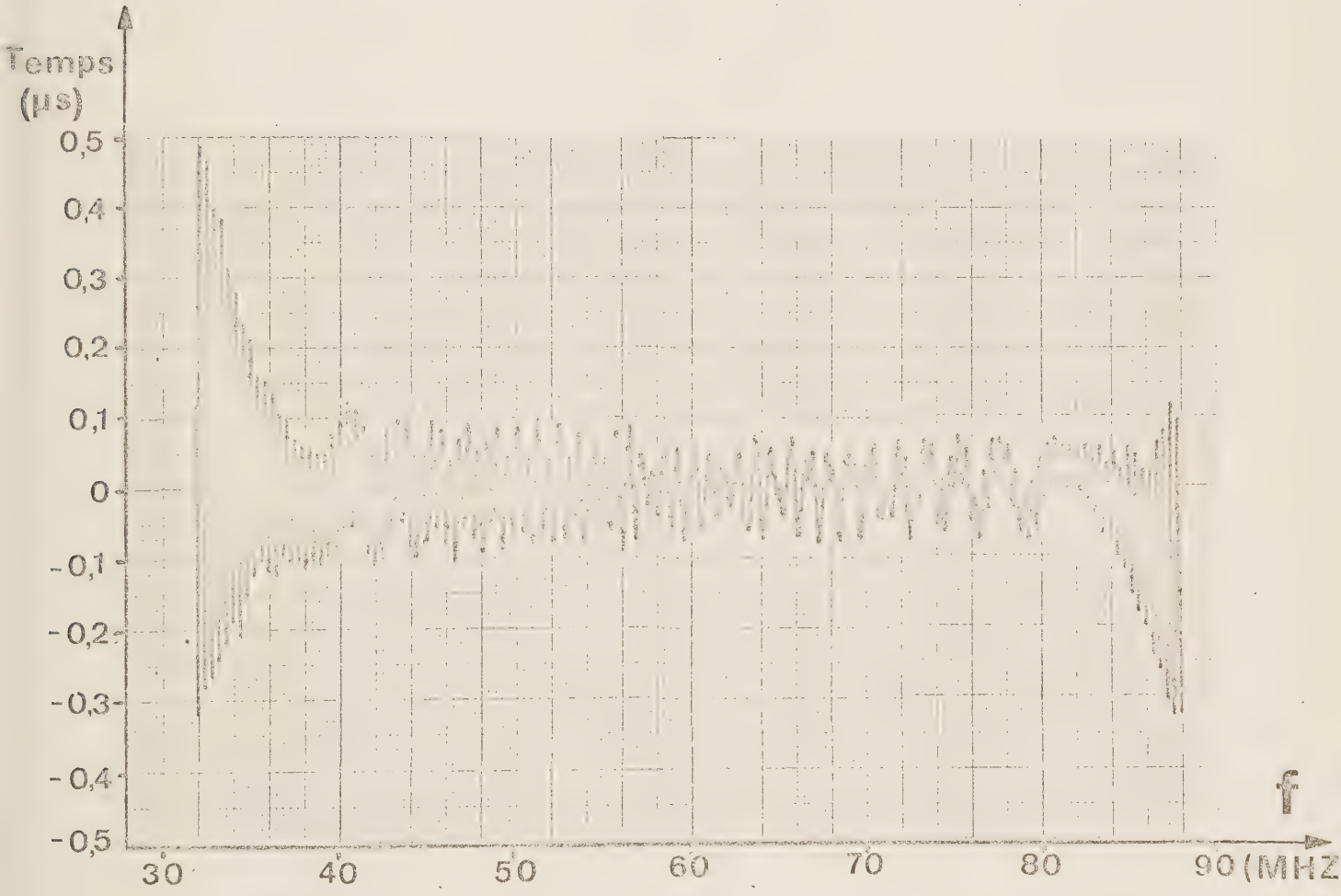
A COURBE DE RETARD LINEAIRE

FLUCTUATIONS DU TEMPS DE TRANSIT

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE

F_o = 60 MHZ B = 50MHZ T = 2,5µs BT = 125 Q = 1

amplitude des sources : constante



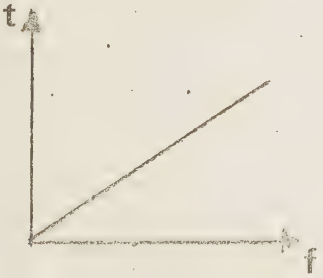


Fig. 15

Fluctuations de temps de transit (µs)

Ligne de type 1 : B = 8 MHz, T = 20 µs, f_o = 30 MHz, Q = 1						
	f_1		f_o		f_2	
Méthode des groupes	- 527 + 67	- 119 710	- 395 + 395	+ 395 - 395	- 90 - 575	400 51
Méthode des "δ"	- 480 + 80	- 70 620	- 450 + 420	+ 450 - 450	- 100 - 500	400 50

TABLEAU 3

Ligne de type 2 : B = 1 MHz, T = 25 µs, f_o = 30 MHz, Q = 1						
	f_1		f_o		f_2	
Méthode des groupes	- 1550 2	- 50 2000	- 1340 1330	1340 -1330	- 50 -1970	1500 2
Méthode des "δ"	- 1400 0	0 1300	-1600 1500	1500 -1600	0 -1300	1400 0

TABLEAU 4

Ligne de type 3 : B = 50 MHz, T = 2,5 µs, f_o = 60 MHz, Q = 1						
	f_1		f_o		f_2	
Méthode des groupes	- 115 41	- 77 116	- 58 55	56 -57	- 33 - 76	43 17
Méthode des "δ"	- 110 50	- 60 120	- 75 55	65 -60	- 10 -75	60 0

TABLEAU 5

Interprétation des résultats :

Les formes des courbes de fluctuations peuvent être expliquées en considérant les variations des positions des groupes en fonction de la fréquence. Le temps de transit présente, en fonction de la fréquence, une modulation de relativement grande période, principalement au voisinage des limites de la bande et une modulation de courte période.

..... /

- Valeur moyenne :

La valeur moyenne de la fluctuation du temps de transit est positive et décroissante au voisinage de la limite inférieure de la bande passante. En effet, pour ces fréquences, le nombre de sources du groupe principal est réduit par suite de la présence de la limite géométrique du transducteur qui traverse le groupe. La position du barycentre des groupes n'est donc plus sur l'axe du groupe principal : elle est déplacée vers le milieu du transducteur. Les fréquences les plus faibles étant par hypothèse les moins retardées, ce déplacement de la source équivalente d'émission correspond à une augmentation du temps de transit. La modulation haute fréquence de la fluctuation du temps de transit provient dans ce cas de la variation rapide avec la fréquence du nombre de groupes secondaires coté limite supérieure de la bande du transducteur.

Au voisinage de cette dernière limite, la valeur moyenne de la fluctuation est négative et décroissante avec la fréquence. La limite géométrique du transducteur réduit alors le nombre de sources du groupe principal. La position de la source équivalente est déplacée vers le centre du transducteur, ce qui correspond à une diminution du temps de transit.

Dans le cas où la courbe du retard en fonction de la fréquence a une pente opposée, les fréquences les plus élevées sont les moins retardées. La valeur moyenne de la fluctuation de temps de transit est croissante et négative au voisinage de la limite inférieure de la bande passante, et croissante positive au voisinage de la limite supérieure de la bande.

Pour une fréquence voisine de la fréquence centrale, la valeur moyenne de la fluctuation est nulle. En effet, la modulation de cette courbe est due uniquement aux variations des nombres des groupes secondaires de part et d'autre du centre du transducteur.

Les groupes limitrophes ont un facteur $\frac{Ng\ s.lg\ s}{V}$ égal à :

$$\frac{Ng\ s.lg\ s}{V} = \pi \left[\frac{1}{4\sqrt{\quad}} \pm \frac{\sqrt{BT}}{8\ \ _0} \right]$$

Approximativement l'amplitude de la fluctuation est $\Delta\tau'_0$

$$\Delta\tau'_0 \simeq \frac{1}{4\sqrt{\quad}} + \frac{\sqrt{\quad}}{\quad_0} \qquad f_3 < f_0$$

$$\Delta\tau'_0 \simeq \frac{1}{4\sqrt{\quad}} - \frac{\sqrt{\quad}}{\quad_0} \qquad f_3 > f_0$$

..... /

Ligne de type 1 :

$f_3 < f_o \quad \Delta T'_o \simeq 400$ ns

$f_3 > f_o \quad \Delta T'_o \simeq 390$ ns

Ligne de type 2 :

$f_3 < f_o \quad \Delta T'_o \simeq 1{,}27$ µs

$f_3 > f_o \quad \Delta T'_o \simeq 1{,}23$ µs

Ligne de type 3 :

$f_3 < f_o \quad \Delta T'_o \simeq 78$ ns

$f_3 > f_o \quad \Delta T'_o \simeq 32$ ns

La valeur relative des fluctuations au voisinage de la fréquence centrale est $\Delta T'_o/T$

$$\frac{\Delta T'_o}{T} = \frac{1}{4\sqrt{BT}} \pm \frac{1}{8 f_o}\sqrt{\frac{B}{T}} = \frac{1}{4\sqrt{BT}}\left(1 \pm \frac{B}{2 f_o}\right)$$

$\Delta T'_o/T$ est pratiquement inversement proportionnelle à la racine carrée du produit BT car B/f_o est en fait inférieur à 1/2.

- Période en fréquence des ondulations :

Les intervalles en fréquence Δf_{gs} séparant un maxima et un minima relatifs adjacents de la valeur moyenne correspondent aux variations de fréquences entre deux groupes successifs.

Δf_{gs} prend des valeurs identiques de part et autre de la fréquence centrale. En partant d'une fréquence limite de la bande, Δf_{gs} est égal successivement à :

$$\sqrt{r}\ ,\ \sqrt{r}\,(\sqrt{2}-1),\ \sqrt{r}\,(\sqrt{3}-\sqrt{2}),\ \ldots \sqrt{r}\,(\sqrt{K+1}-\sqrt{K})\ \ldots\ \frac{1}{T}$$

avec $K \leq BT/4$.

Cette série limitée à $BT/4 + 1$ termes.

$1/T$ est la demi-période de la modulation au voisinage de la fréquence centrale f_o. Dans toute la bande B, la modulation à environ BT/2 minima et maxima relatifs. Le nombre de périodes en fréquence est BT/4.

..... /

Ligne de type 1 Kmax = 40	630 KHz	254 KHz	210 KHz		50 KHz
Ligne de type 2 Kmax = 6	200 KHz	80 KHz	66 KHz		40 KHz
Ligne de type 3 Kmax = 31	4,5 MHz	1,8 MHz	1,49 MHz		800 KHz

TABLEAU 6

Ces résultats sont très voisins des valeurs mesurées sur les courbes calculées par la méthode des " δ ".

- Dissymétrie :

La dissymétrie par rapport à la fréquence centrale des courbes de fluctuations est la conséquence de la variation de densité linéaire de sources le long du transducteur.

$$\frac{\Delta\sigma}{\sigma_o} = \frac{B}{f_o}$$

$\Delta\sigma$: variation totale de densité de sources

σ_o : densité de sources à la fréquence centrale.

La variation relative de densité de sources est égale à la bande relative. Elle est indépendante du facteur d'échantillonnage.

Pour les lignes de types 1, 2, 3, les bandes relatives sont respectivement égales à 26,6 %, 3,3 %, 83,2 %.

La courbe représentant les fluctuations obtenues pour la ligne type 2 est donc voisine de la courbe idéale calculée analytiquement pour le filtre adapté. La courbe de la ligne type 3 présente évidemment la plus grande dissymétrie.

La différence de population des deux groupes d'un même ordre pour une fréquence donnée f_3 est ΔN_{gs}

$$\Delta N_{gs} = \frac{1}{Q}$$

Pour $f_2 = f_o + B/2$

..... /

N_{gs1} est la population d'un groupe limitrophe coté basse fréquence ($k = f_1$)

$$N_{gs1} = \frac{f_1}{2B} + \frac{1}{2Q}$$

L'amplitude crête à crête des fluctuations de temps transit au voisinage du maximum relatif de la valeur moyenne la plus proche de la limite haute fréquence est $\Delta\tau'_2$:

$$\Delta\tau'_2 \simeq \frac{N_{gs1}^2}{N_{g2}} = \frac{1}{4}\left(\frac{1}{\sqrt{r}} - \frac{\sqrt{f_2}}{2}\right)$$

Pour $f_1 = f_o - B/2$.

N_{gs2} est la population d'un groupe limitrophe coté haute fréquence :

$$N_{gs2} = \frac{f_2}{2B} + \frac{1}{2Q}$$

L'amplitude crête à crête des fluctuations au voisinage du minimum relatif de la valeur moyenne la plus proche de la limite inférieure de la bande est $\Delta\tau'_1$

$$\Delta\tau'_1 \simeq \frac{N_{gs2}}{N_{g1}} \cdot T$$

$$\Delta\tau'_1 \simeq \frac{1}{4}\left(\frac{1}{\sqrt{r}} + \frac{\sqrt{2T}}{f_1}\right)$$

La différence des deux amplitudes crête à crête est Δu

$$\Delta u = \Delta\tau'_1 - \Delta\tau'_2 = \frac{\sqrt{B\,T}}{4}\left(\frac{1}{f_1} + \frac{1}{f_2}\right) = \frac{\sqrt{B\,T}\,f_o}{2\,f_1 f_2}$$

Si $f_1 \simeq f_2$ $\qquad \Delta u \simeq \frac{\sqrt{B\,T}}{2f_o}$

Ligne de type 1 $\quad \Delta u \simeq 215$ ns

Ligne de type 2 $\quad \Delta u \simeq 83$ ns

Ligne de type 3 $\quad \Delta u \simeq 110$ ns.

..... /

Ces valeurs sont voisines de celles mesurées sur les courbes tracées par la méthode des "δ".

Le terme D caractérise la valeur de la dissymétrie relativement à l'amplitude crête à crête des fluctuations au voisinage de la fréquence centrale :

$$D \simeq 2\,\Delta u\sqrt{r} = \frac{f_o\, B}{f_1\, f_2}$$

$$\text{si } f_1 \simeq f_2 \qquad D \simeq \frac{B}{f_o}$$

Les formes générales des courbes de fluctuations de temps de transit sont déterminées en utilisant la méthode des groupes. Des valeurs approximatives des amplitudes des fluctuations sont calculées avec une bonne précision à l'aide de cette méthode.

Les fluctuations sont dues à la limitation de longueur des transducteurs. Ce phénomène physique est analogue à la diffraction des ondes lumineuses.

Les amplitudes relatives des fluctuations sont approximativement proportionnelles à $1/\sqrt{BT}$. Pour un transducteur à longueur de dent constante et facteur d'échantillonnage égal à 1, ces fluctuations sont plus grandes coté basse fréquence que du coté haute fréquence. Cette dissymétrie des courbes est causée par la variation relative de densité linéaire de sources le long du transducteur. L'importance relative de cette dissymétrie est proportionnelle à la bande relative (B/f_o).

- Influence du coefficient d'échantillonnage Q :

Les courbes de fluctuations ont été tracées pour différentes valeurs du coefficien d'échantillonnage Q en utilisant la méthode des " δ ".

La distance entre sources adjacentes n'est pas négligeable devant les largeurs des groupes si Q est grand..

La variation de fréquence correspondant à la distance entre deux échantillons adjacents est Δf

$$\Delta f = \frac{Q.\ B}{2 f_o.\ T}$$

Des groupes secondaires peuvent être vides de sources même si l'ordre de ces groupes est relativement faible. Un certain nomnre de ces mêmes groupes peuvent

..... /

se remplir et se vider d'une source pour un faible intervalle de fréquence. Les variations relatives du nombre de sources d'un groupe secondaire peuvent donc être plus élevées pour un facteur Q grand que pour Q égal à 1. Pour des intervalles de fréquence relativement grands, la population d'un groupe reste constante pour une grande valeur de Q.

Les calculs des fluctuations par la méthode approximative des groupes ne sont plus valables quantitativement dans le cas où $Ng/(4\ Q\sqrt{K})$ est inférieur à 5 environ pour des relativement faibles valeurs de K .

La figure 16 représente la courbe de fluctuations de temps de transit de la ligne de type 1 pour un facteur Q égal à sa valeur maximale 5. La différence entre les courbes obtenues pour Q égal à 1 et 5 croît en se rapprochant des limites de la bande B.

Pour Q égal à 5, les fluctuations sont deux fois plus grandes à la limite inférieure de la bande et quatre fois plus élevées environ à la limite supérieure de la bande que celles calculées pour Q égal à 1. Car les fluctuations de faible période en fréquence au voisinage de la limite supérieure de la bande sont dues aux déplacements avec la fréquence des groupes secondaires coté basse fréquence dont les effets sont par suite de leurs faiblesses en population en sources plus augmentés que ceux des groupes secondaires coté haute fréquence. Pour une ligne à amplitude constante émise par les sources, les fluctuations sont plus élevées par suite de la variation de densité linéaire des sources coté basse fréquence que du coté haute fréquence. Comme il a été déjà demontré, en considérant la réponse impulsionnelle, cette dissymétrie peut être corrigée si l'amplitude des ondes élastiques rayonnées par les sources est fonction linéaire de $1/f$.

La courbe de la figure 17 représente les fluctuations obtenues dans ce cas pour la ligne type 1 avec Q égal à 5. La dissymétrie de la courbe est encore plus prononcée que pour la courbe tracée avec une valeur constante des amplitudes émises par les sources. En effet, dans ce cas, les variations relatives du "poids" des groupes secondaires limitrophes sont relativement plus grandes que pour une fréquence f_3 voisine de la limite supérieure de la bande car l'amplitude émise par une source coté basse fréquence est supérieure à celle rayonnée coté haute fréquence.

..... /

LIGNE DISPERSIVE
A COURBE DE RETARD LINEAIRE

FLUCTUATIONS DU TEMPS DE TRANSIT

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE

F_0=30 MHz B=8MHz T=20µs BT=160 Q=5

amplitude des sources : constante

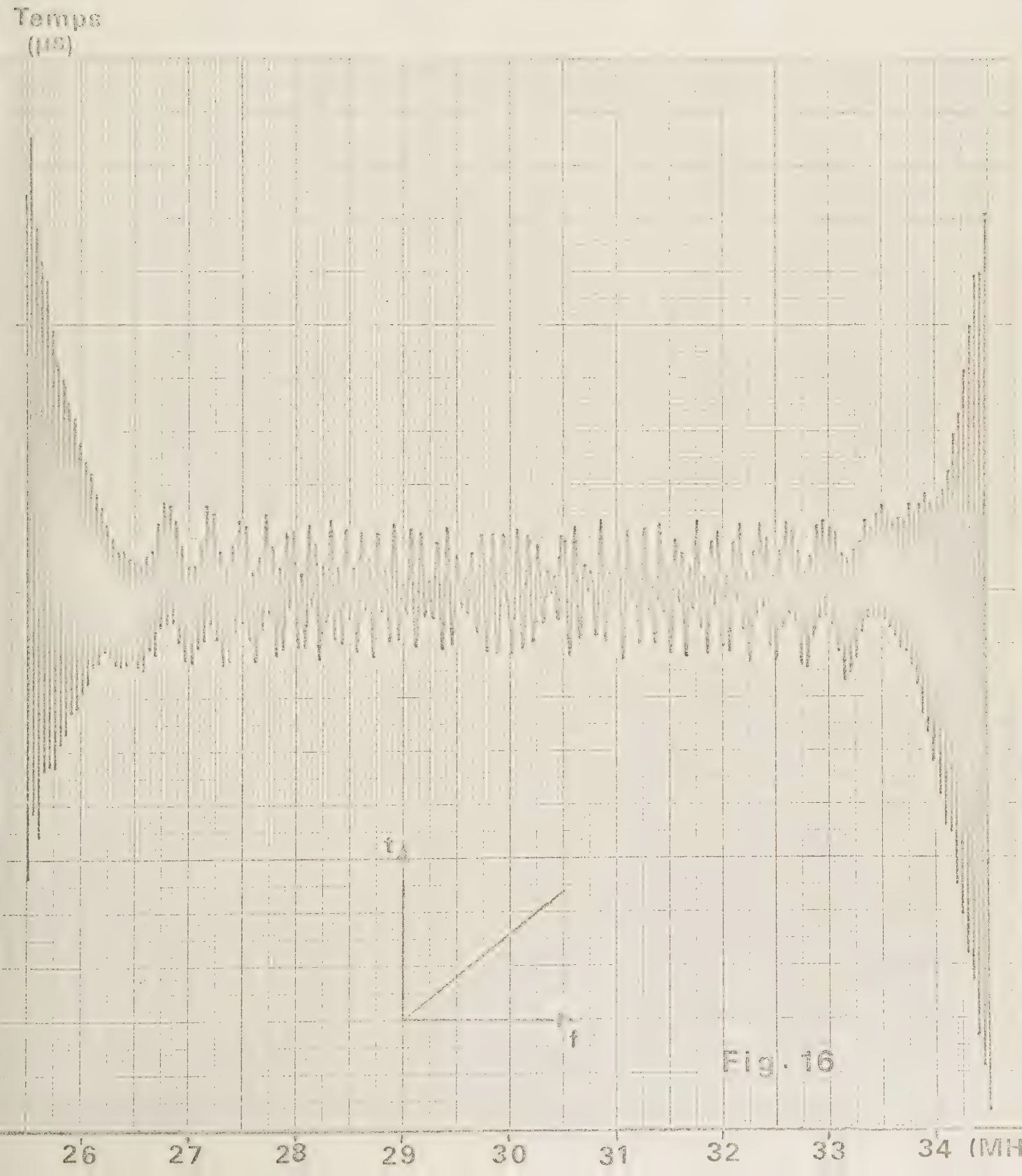


Fig. 16

LIGNE DISPERSIVE

A COURBE DE RETARD LINEAIRE

FLUCTUATIONS DU TEMPS DE TRANSIT

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE

F_o=30 MHZ B=8 MHZ T=20 µs BT=160 Q=5

amplitude des sources : $A_n = k/F_n$

emps
(µs)

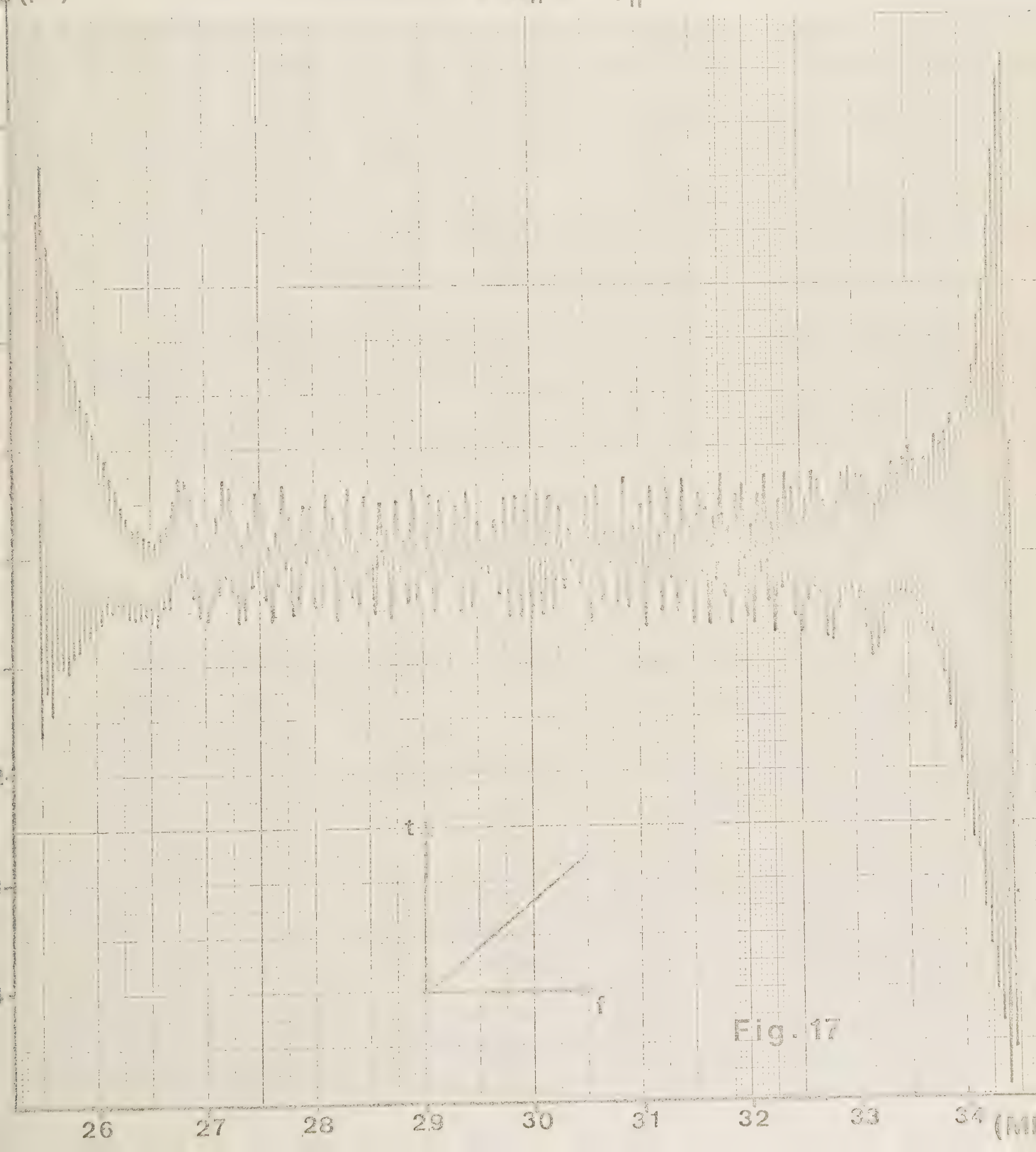


Fig. 17

La dissymétrie causée par l'échantillonnage des courbes peut aussi être expliquée par une autre méthode. La ligne de type 1 avec Q égal à 5 présente une réponse impulsionnelle comportant des harmoniques d'ordre 7 (fréquence centrale 42 MHz), d'ordre 5 (fréquence centrale 30 MHz), d'ordre 3 (fréquence centrale 18 MHz). Les spectres correspondant à ces composantes occupent des intervalles de fréquence s'étendant approximativement pour l'ordre 7 de 36,4 à 47,6 MHz. pour l'ordre 5 de 26 à 34 MHz, pour l'ordre 3 de 15,6 à 20,4 MHz. En réalité, ces spectres ne sont pas limités et se recouvrent en partie. Ce recouvrement est plus important au voisinage de la limite supérieure (36 MHz) du spectre à l'harmonique 5 et de la limite inférieure (36,4 MHz) du spectre de l'harmonique 7. L'augmentation des fluctuations de temps de transit obtenues quand le facteur d'échantillonnage est égal à 5 est plus élevée au voisinage de cette limite. Ce recouvrement des bandes de la fonction de transfert est la cause de l'augmentation des fluctuations.

Les deux explications présentées (méthode des "ð", recouvrement des spectres) sont, en fait, deux aspects d'un même processus : l'augmentation des fluctuations est une conséquence de l'échantillonnage avec un facteur Q supérieur à 1.

Les courbes, tracées sur les figures 18 et 19, représentent les fluctuations de temps de transit pour la ligne de type 2 avec Q égal à 15. Les amplitudes émises par les sources sont constantes pour la figure 18. Les amplitudes sont proportionnelles à l'inverse de la fréquence pour la figure 19.

La bande relative est faible (3,3 %) et le facteur d'échantillonnage Q est très inférieur à la valeur maximale (59), les courbes de fluctuations sont peu différentes de celle obtenues pour Q égal à 1.

Pour mettre en évidence la dissymétrie des courbes, les sommes algébriques des fluctuations pour des couples de points symétriques par rapport à la fréquence centrale ont été calculées pour Q égal à 15 (figure 20). La dissymétrie est très faible dans la bande B. Dans le cas du filtre adapté, cette somme algébrique est nulle en tous points.

Les courbes de fluctuations ont été tracées pour la ligne type 2 avec Q égal à 57 (figure 21). Les amplitudes des ondes émises par les sources sont alors constantes.

Les fluctuations sont très importantes car les spectres des harmoniques de la réponse impulsionnelle se recouvrent.

..... /

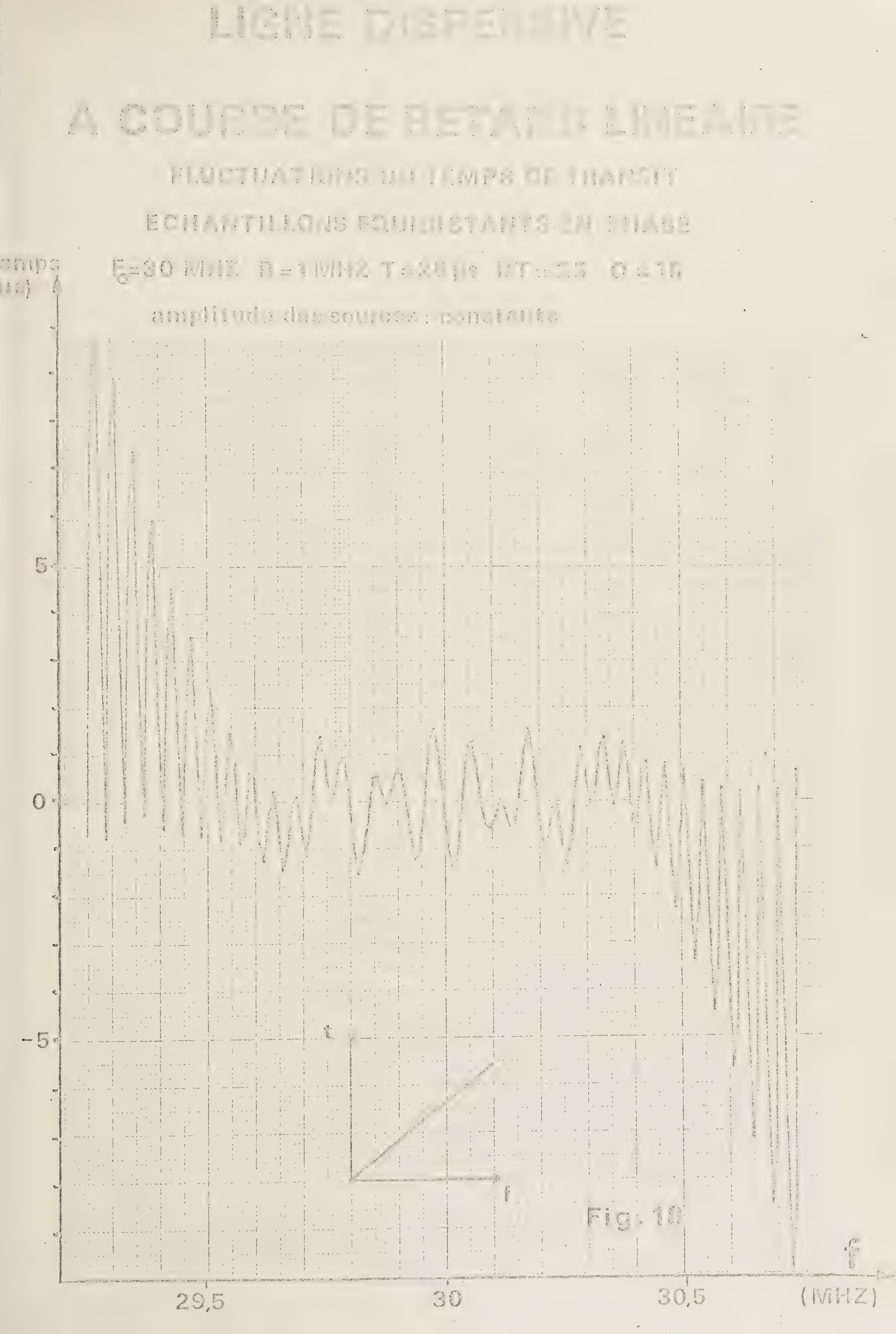


Fig. 10

LIGNE DISPERSIVE

A COURBE DE RETARD LINEAIRE

FLUCTUATIONS DU TEMPS DE TRANSIT

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE

F_0=30 MHZ B=1MHZ T=25 µs DT=25 Q=15

amplitude des sources : $A_n = k/F_n$

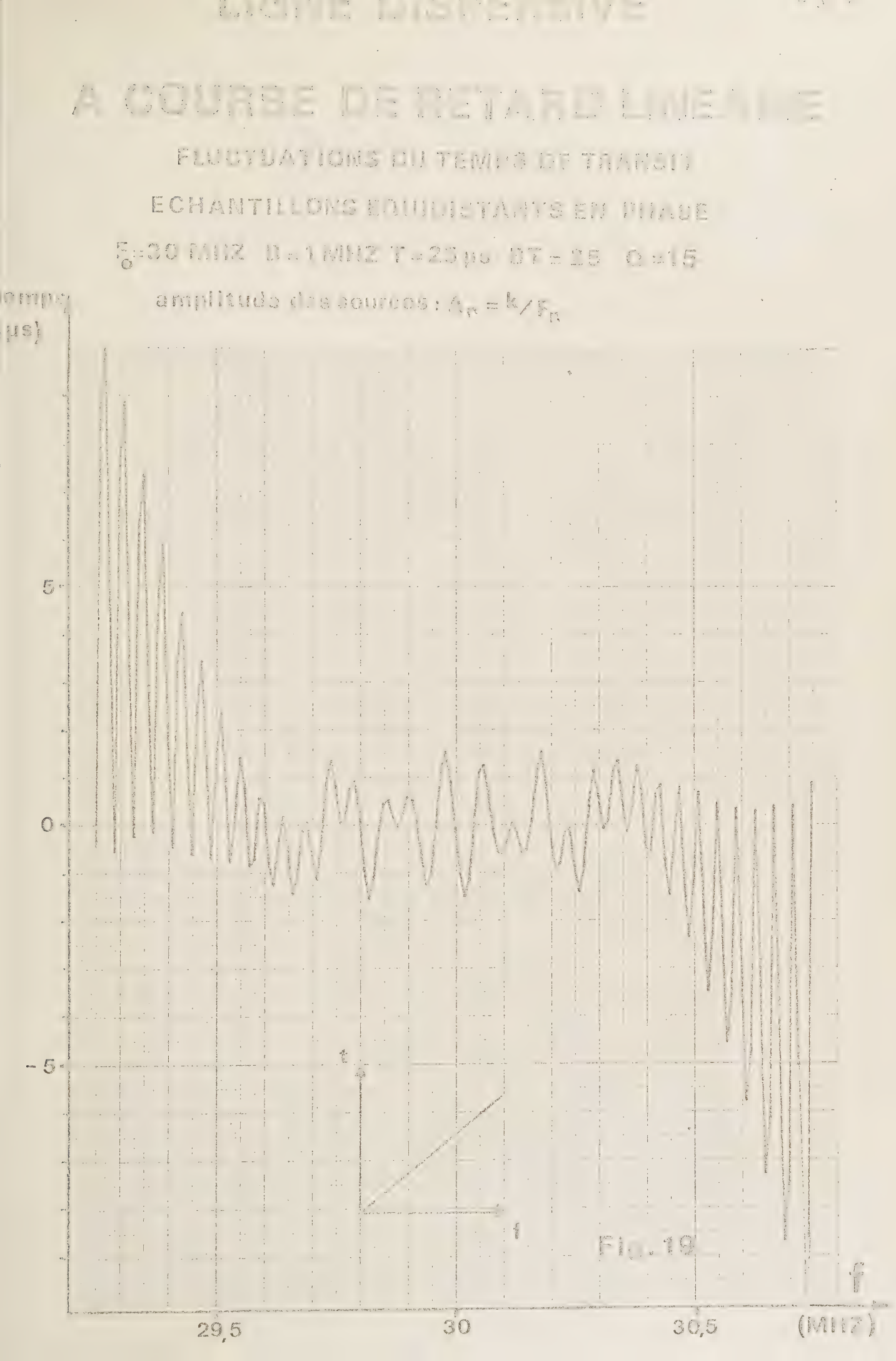


Fig. 19

LIGNE DISPERSIVE

A COURBE DE RETARD LINEAIRE

FLUCTUATIONS DU TEMPS DE TRANSIT DU MONTAGE:

2 LIGNES IDENTIQUES + INVERSEUR DE SPECTRE

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE

F_o = 30 MHz B = 1 MHz T = 25 µs BT = 25 Q = 15

AMPLITUDE DES SOURCES: CONSTANTE

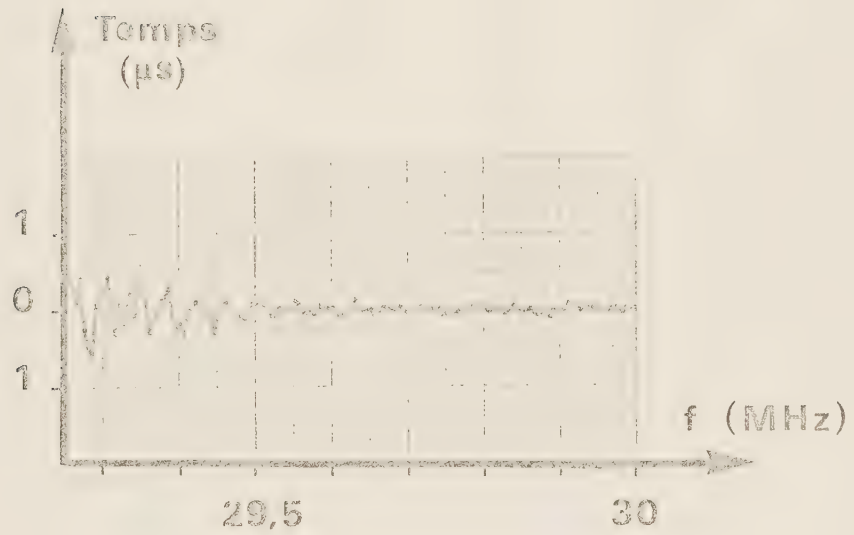


Fig. 20

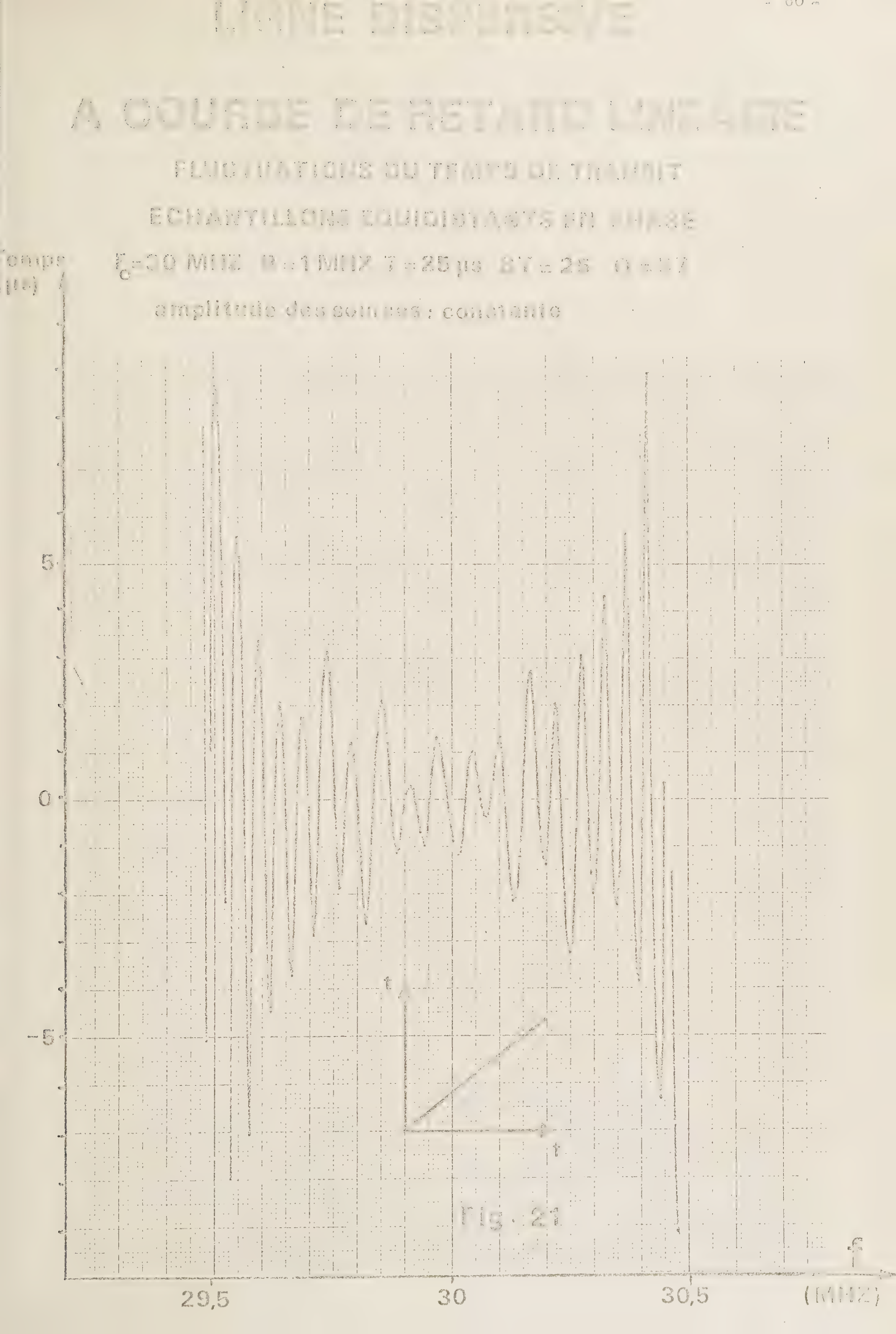


Fig. 21

La limite supérieure approximative de la bande est 30,5 MHz pour l'harmonique 57. La limite inférieure est 30,535 MHz pour l'harmonique 59. Ces deux limites sont très voisines (35 KHz). La dissymétrie de la courbe est mis en évidence sur la courbe de la figure 22.

Les différences de fluctuations pour des fréquences symétriques par rapport à la fréquence centrale sont très importantes. Elles peuvent atteindre 20 µs au voisinage des deux limites de la bande.

III- 2- 1- 2) Caractéristique fréquence temps non linéaire :

La courbe représentant le temps de transit en fonction de la fréquence a été construite par la méthode des "δ" dans le cas où la fréquence instantanée de la réponse impulsionnelle varie en fonction du temps selon une loi obtenue en ajoutant à une droite une période de sinusoïde (courbe en S). Cette courbe présente des fluctuations dues aux effets de bords (figure 23). Les fluctuations sont plus faibles au voisinage de la fréquence centrale que pour un transducteur à caractéristique linéaire de même bande B et une durée d'impulsion longue T.

III- 2- 2) AMPLITUDE DE LA FONCTION DE TRANSFERT :

L'amplitude de la fonction de transfert a été étudiée pour des lignes dont la fréquence instantanée de la composante de la réponse impulsionnelle à la fréquence centrale varie linéairement et non linéairement en fonction du temps.

III- 2- 2- 1) Caractéristique fréquence temps linéaire :

L'expression analytique de l'amplitude de la fonction de transfert H (f) dans le cas du filtre adapté, est calculée en prenant la transformée de FOURIER de la réponse impulsionnelle. Le résultat connu de ce calcul est le suivant (9) :

$$H(f) = \frac{1}{2}\left(\frac{\pi}{\mu}\right)^{1/2}\left[\left(C(X_1)+C(X_2)\right)^2+\left(S(X_1)+S(X_2)\right)^2\right]^{1/2}$$

avec $C(X) = \int_0^X \cos\left(\frac{\pi}{2}y^2\right)dy$ $\qquad$ $S(X) = \int_0^X \sin\left(\frac{\pi}{2}y^2\right)dy$

$$X_1 = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu}}\left(\mu\frac{T}{2} + 2\pi(f_o-f)\right) \qquad X_2 = \frac{1}{\sqrt{\pi\mu}}\left(\mu\frac{T}{2} - 2\pi(f_o-f)\right)$$

$$\mu = 2\pi\gamma = 2\pi\frac{B}{T}$$

..... /

LIGNE DISPERSIVE

A COURBE DE RETARD LINEAIRE

FLUCTUATIONS DU TEMPS DE TRANSIT DU MONTAGE :

2 LIGNES IDENTIQUES + INVERSEUR DE SPECTRE

ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE

$F_o = 30$ MHz B = 1 MHz T = 25 µs BT = 25 Q = 57

AMPLITUDE DES SOURCES : CONSTANTE

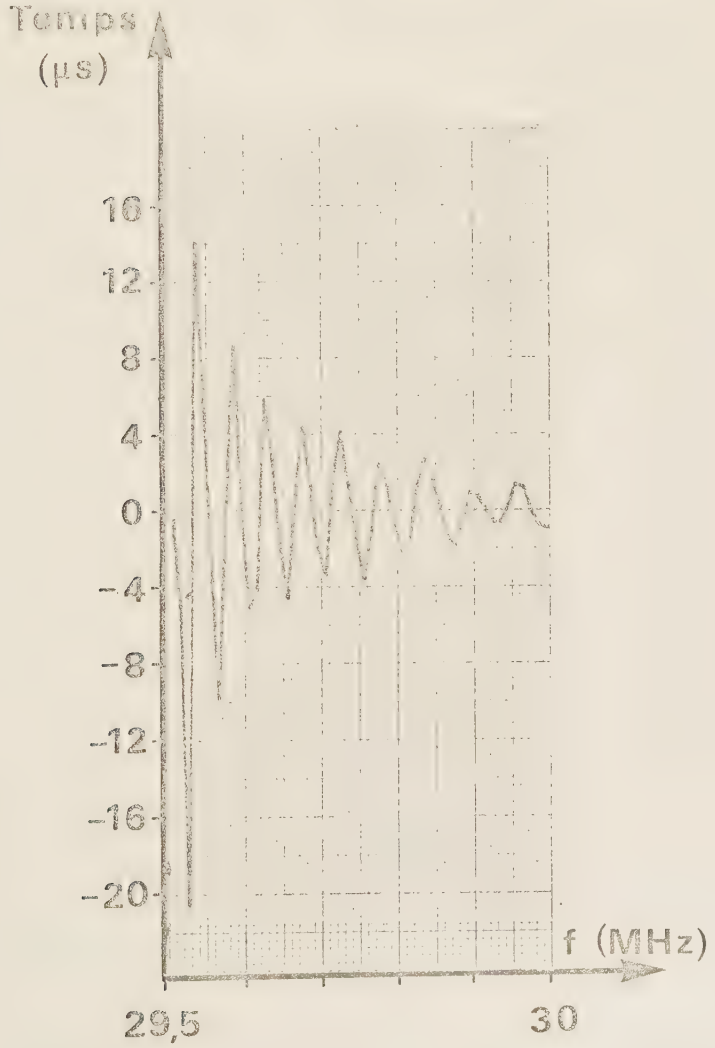


Fig. 22

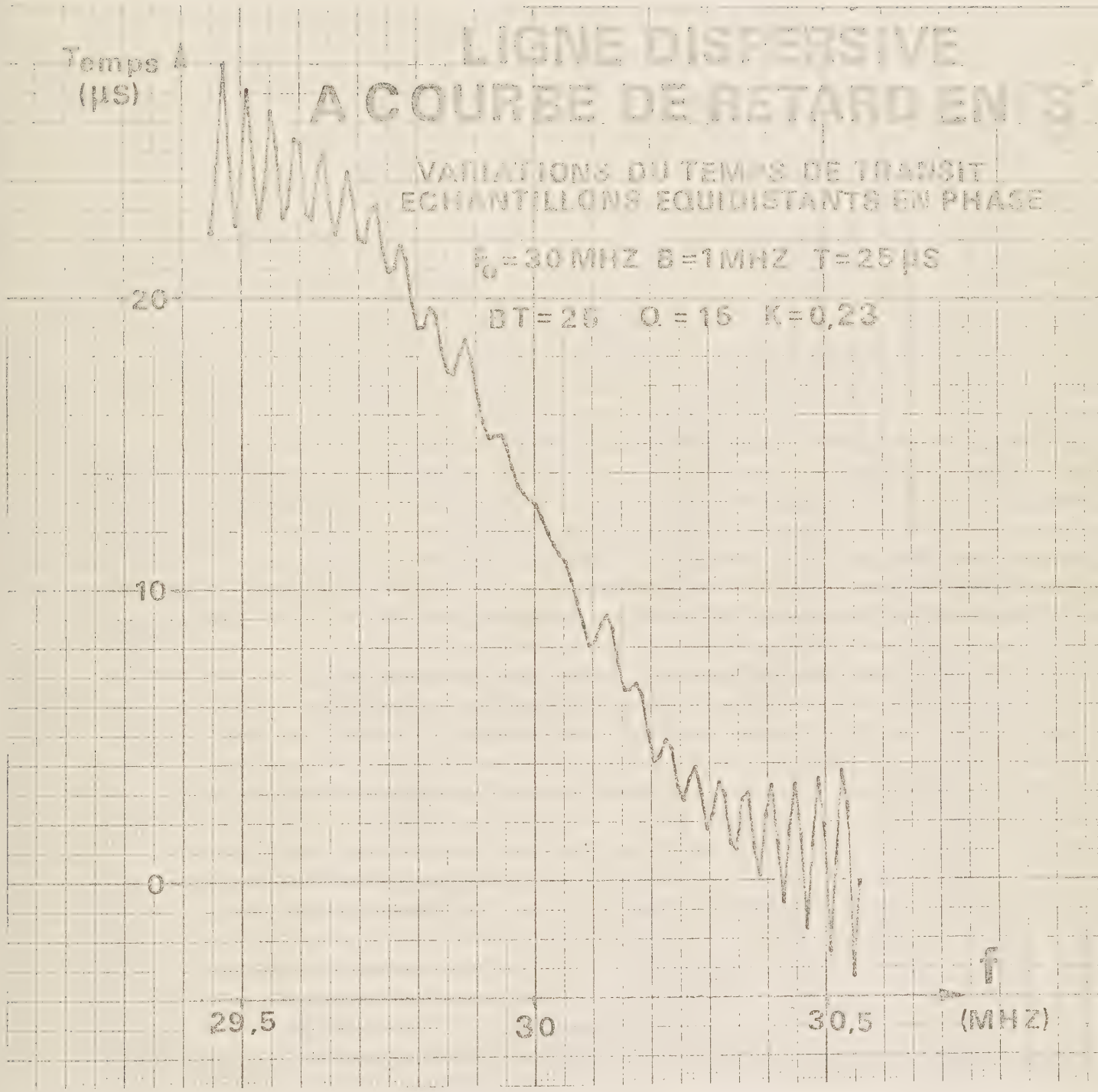

LIGNE DISPERSIVE
COURBE DE RETARD EN
VARIATIONS DU TEMPS DE TRANSIT
ECHANTILLONS EQUIDISTANTS EN PHASE
F_0=30 MHZ B=1MHZ T=25 µS
BT=25 O=15 K=0,23
Temps
(µS)
20
10
0
29,5
30
30,5
f
(MHZ)

Fig:23

L[illegible] amplitudes des fonctions de transfert ont été cal[illegible] des [illegible] pour les lignes de types 1 et 2 dont les sources [illegible] toutes des ondes de mêmes amplitudes. Les courbes de la figure 24 [illegible] plitude de la fonction de transfert pour la ligne type 1 avec [illegible] Celles de la figure 25 sont tracées pour la ligne type 2 avec Q égal à [illegible] et 15.

Toutes ces courbes présentent une modulation d'amplitudes de période en fréquence variable, due aux phénomènes de bords (diffraction de [illegible]). L'amplitude de l'onde élastique rayonnée à la fréquence f_3 est égale à la somme algébrique des amplitudes émises par le groupe principal et les groupes secondaires. $|H(f)|$ est l'amplitude de la fonction de transfert.

$$|H(f)| = E\,(Ng + \sum_{K} Ngs) \qquad E : \text{constante.}$$

La modulation relative d'amplitude est $\Delta |H(f)|$.

$$\Delta |H(f)| = \frac{\sum Ngs}{Ng}$$

Le produit des populations en sources des groupes secondaires par leurs distances à l'axe du groupe principal n'intervient pas dans ces expressions. L'influence des groupes limitrophes relativement faiblement peuplés, est donc négligeable excepté pour une fréquence voisine de f_o. L'amplitude de la fonction de transfert ne présente pratiquement que la modulation qui correspond aux fluctuations de la valeur moyenne du temps de transit du transducteur.

Au voisinage de la fréquence centrale f_o, l'amplitude relative de la modulation due aux effets des groupes secondaires limitrophes est $\Delta |H(f_o)|$:

$$\Delta |H(f_o)| = \frac{N_{gsKmax}}{N_{go}} \qquad \text{avec} \quad K_{max} = \frac{BT}{4}$$

$$\frac{N_{gsKmax}}{N_{go}} = \frac{1}{2\sqrt{BT}} \pm \sqrt{\frac{T}{B}}\left(\frac{1}{4T_o}\right) = \frac{1}{2\sqrt{BT}}\left(1 \pm \frac{B}{2T_o}\right)$$

L'amplitude crête à crête relative de la modulation est dans la plupart des cas peu différente de $1/\sqrt{BT}$ au voisinage de f_o.

L'amplitude de la réponse impulsionnelle h(t) du transducteur est constante dans la bande B car une modulation d'amplitude de h (t), causée éventuellement par la modulation d'amplitude de la fonction de transfert, est "comblée" par suite de l'existence de fluctuations de temps de transit des composantes spectrales.

...../

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD LINEAIRE

B = 8 MHz T = 20 µs BT = 160

fonction de transfert

échantillons équidistants en phase

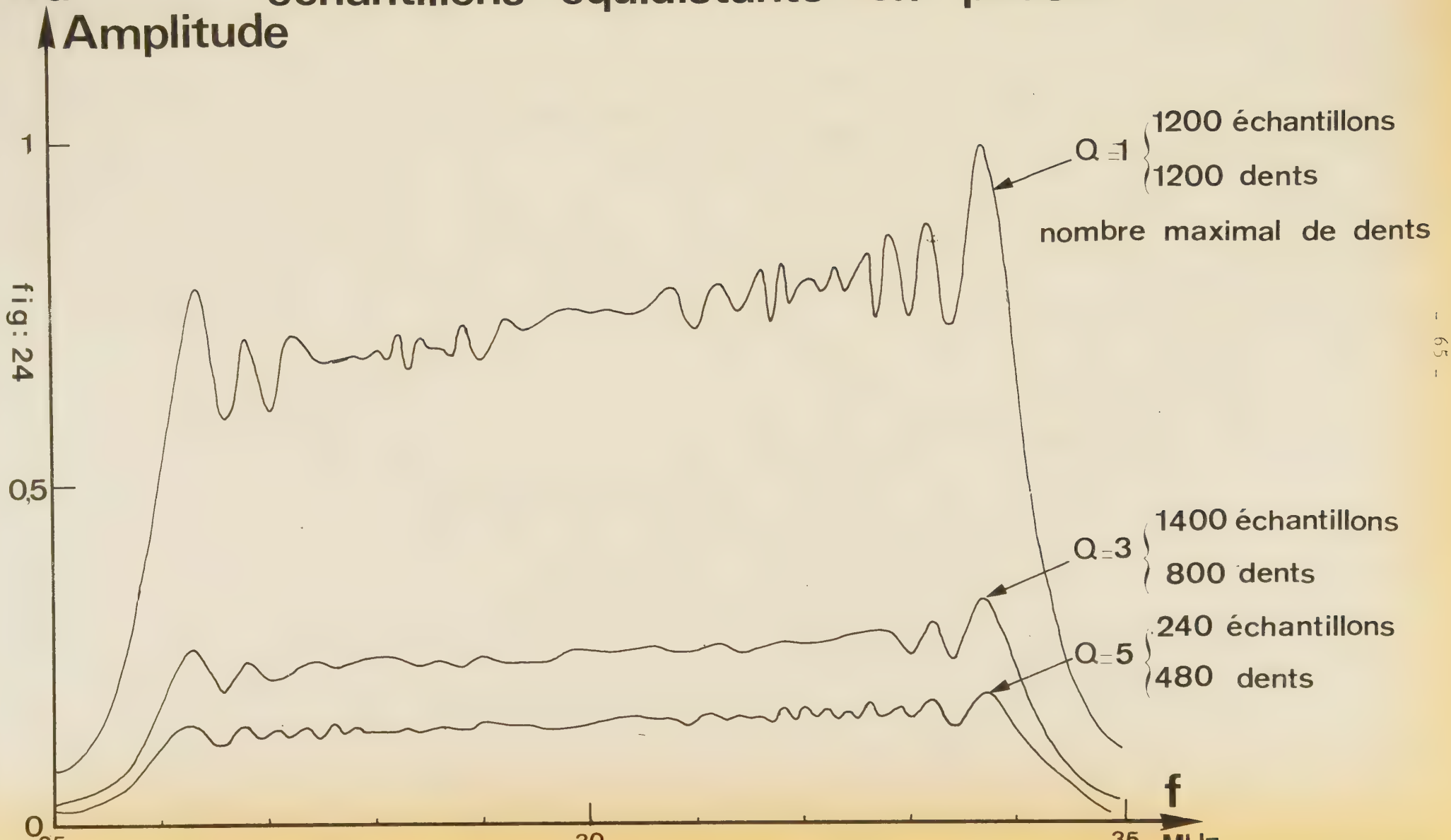


fig: 24

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD LINEAIRE

B=1MHz T=25µs BT=25

fonction de transfert

échantillons équidistants en phase

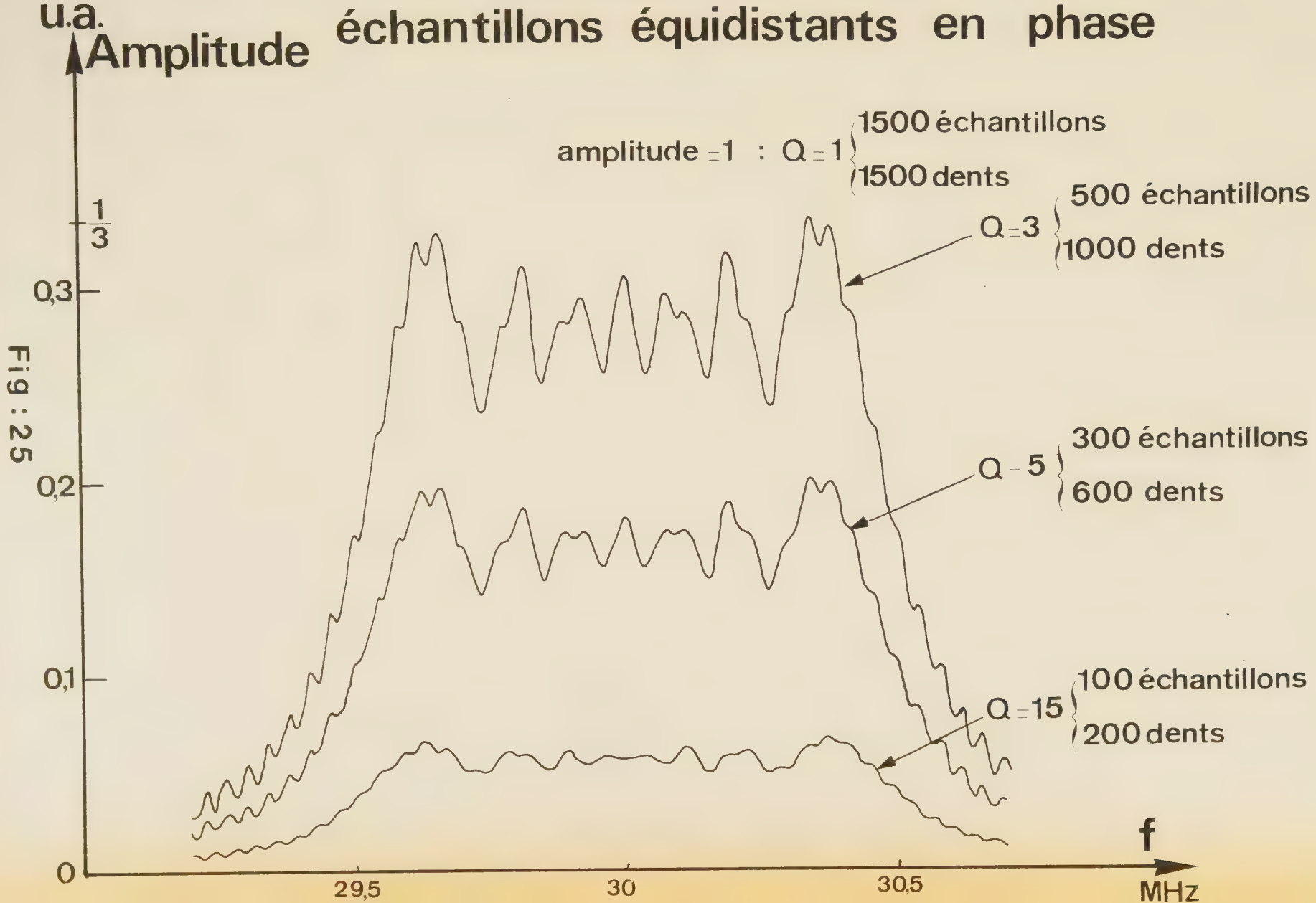


Fig : 25

Comme pour les fluctuations de temps de transit, l'importance de la modulation est plus importante avec la ligne de type 2 que pour la ligne de type 1 à produit BT supérieur. La valeur moyenne de l'amplitude de la fonction de transfert croît linéairement avec la fréquence. En effet, la population en sources du groupe principal, qui émet l'onde résultante correspondant à la valeur moyenne de l'amplitude de H (f), varie linéairement en fonction de la fréquence. La valeur moyenne de l'amplitude de la fonction de transfert augmente donc relativement de B/f_o et présente une modulation de B T/4 périodes en fréquence. L'amplitude de la fonction de transfert d'une ligne avec Q supérieur à 1 est Q fois plus faible que celle obtenue pour Q égal à 1 puisque le nombre de sources quasicohérentes est divisé par Q.

III- 2- 2- 2) Caractéristique fréquence temps non linéaire :

La forme de la caractéristique est celle obtenue en ajoutant à une droite une période de sinusoïde. Un point d'inflexion existe à la fréquence centrale. La forme générale de la courbe est en S.

Le temps t et la fréquence f sont reliés entre eux par l'équation suivante :

$$t = T/2 + (f - f_o)\frac{T}{B} + \frac{T}{2\pi}\frac{(1-K)}{(1+K)}\sin\left(2\pi\frac{f-f_o}{B}\right)$$

T : durée de l'impulsion longue,

B : excursion en fréquence,

K : coefficient inférieur à 1.

Sur la figure 26 la courbe du temps en fonction de la fréquence a été tracée pour une ligne de type 4 (T = 15 µs, B = 6 MHz). La valeur du paramètre K qui caractérise la courbure de la caractéristique temps - fréquence est de 0,23.

Soit Φ la phase :

$$d\Phi = 2\pi f\, dt$$

$$\Phi = 2\pi \int f\, dt$$

$$dt = \left(\frac{T}{B} + \frac{1-K}{1+K}\frac{T}{B}\cos\left(2\pi\frac{f-f_o}{B}\right)\right)df \qquad \left[\begin{array}{l} f-f_o = \frac{B}{2} \\ \frac{dt}{df} = \frac{T}{B}\left(\frac{2K}{1+K}\right) \end{array}\right.$$

$$\Phi = \pi f^2 \frac{T}{B} + \frac{1-K}{1+K}\frac{T}{B}\left(Bf\sin\left(2\pi\frac{f-f_o}{B}\right) + \frac{B^2}{2\pi}\cos\left(2\pi\frac{f-f_o}{B}\right)\right)$$

La forme de l'amplitude du spectre de la réponse impulsionnelle est calculée en utilisant le principe de la phase stationnaire (9). Soit un signal h(t) dont

..... /

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD EN "S"

Temps en fonction de la fréquence

(COURBE THEORIQUE)

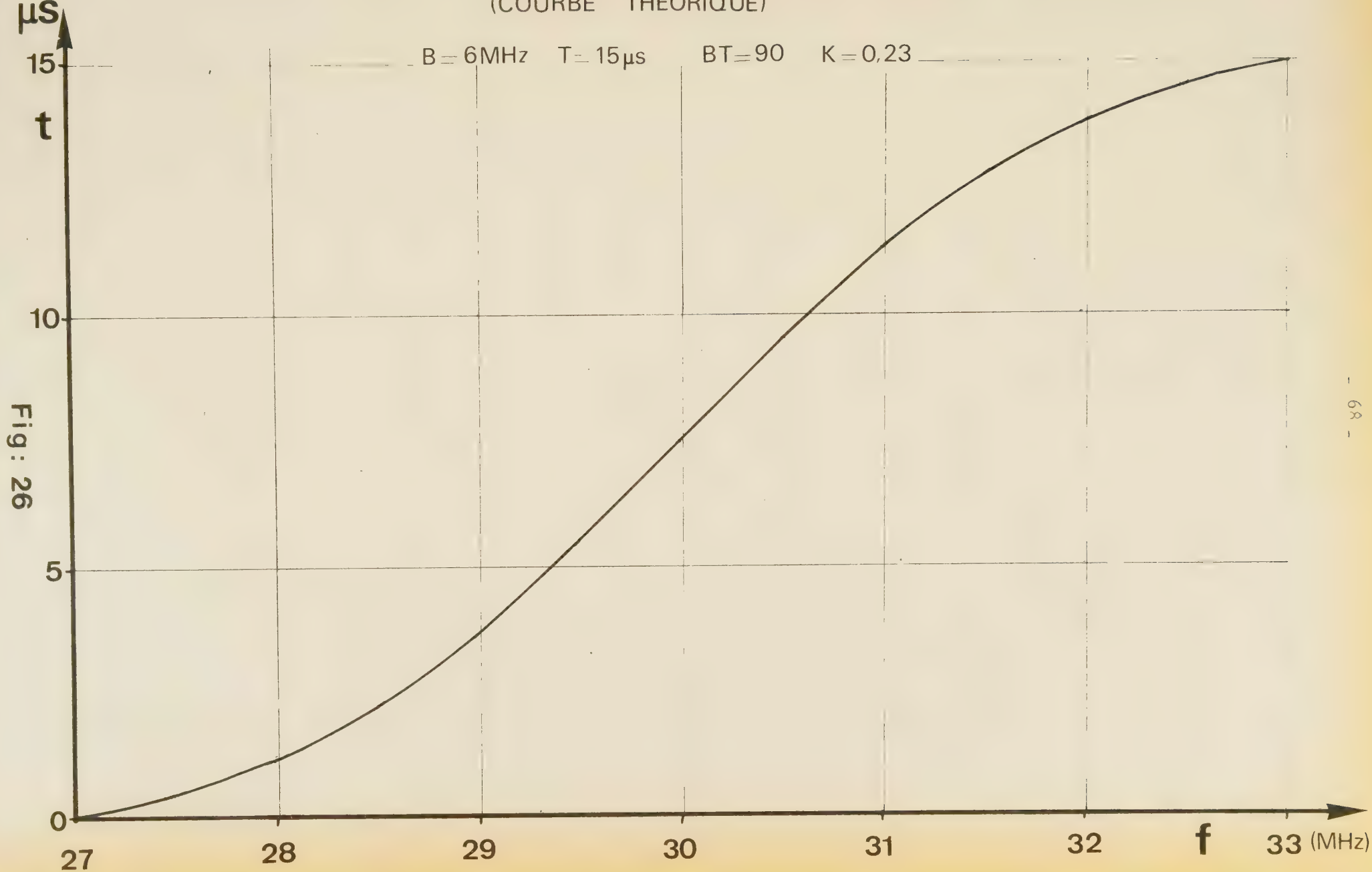


Fig : 26

l'expression est la suivante :

$$h(t) = a(t) \cos(\omega_0 t + \theta(t))$$

$u(t)$ est l'expression complexe de la modulation d'amplitude et de phase :

$$u(t) = a(t) \exp(j\,\theta(t))$$

Le spectre $u(t)$ est $U(\omega)$

$$U(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} a(t) \exp[j(-\omega t + \theta(t))]\, dt$$

$|U(\omega)|$ est maximal quand la phase varie peu.

$$\frac{d}{dt}[-\omega t + \theta(t)] = 0$$

$$-\omega_k t + \theta(t) = \text{Cste}$$

ω_k est une valeur de la pulsation pour laquelle la phase est dite stationnaire

Ce principe peut être appliqué aux signaux sinusoïdaux modulés en fréquence. Les effets de bords (diffraction de FRESNEL) sont alors négligés. Les signaux sont considérés comme permanents..Cette méthode peut être utilisée sans une grande erreur pour des impulsions longues de radar à produit BT élevé.

Avec l'hypothèse de la phase stationnaire, la relation suivante peut être démontrée (11) :

$$a^2(t) = \frac{|U(f)|^2}{|dt/df|}$$

a (t) : amplitude de la réponse impulsionnelle de la ligne

U (f) : composante du spectre de la réponse impulsionnelle.

L'amplitude de la réponse impulsionnelle de la ligne est constante par hypothèse :

$$|U(f)|^2 = a^2 \left|\frac{dt}{df}\right| = a^2 \frac{T}{B}\left(\frac{1-K}{1+K}\right)\left[\frac{1+K}{1-K} + \cos\left(2\pi \frac{f-f_0}{B}\right)\right]$$

..... /

$$|U(f)|^2 = 2a^2 \frac{T}{B} \left(\frac{1-K}{1+K} \right) \left[\frac{K}{1-K} + \cos^2 \left(\pi \frac{f-f_o}{B} \right) \right]$$

$$|U(f)|^2 = 2a^2 \frac{T}{B} \frac{K}{1+K} + 2a^2 \frac{T}{B} \frac{1-K}{1+K} \cos^2 \left(\pi \frac{f-f_o}{B} \right)$$

pour $f - f_o = B/2$ $\quad |U_1(f)|^2 = 2a^2 \frac{T}{B} \frac{1}{1+K}$

$f = f_o$ $\quad |U_2(f)|^2 = 2a^2 \frac{T}{B} \frac{1}{1+K}$ $\quad \frac{U_2}{U_1} = \frac{U_o}{U_1} = \frac{1}{\sqrt{2}}$

$f - f_o = - B/2$ $\quad |U_3(f)|^2 = 2a^2 \frac{T}{B} \frac{K}{1+K}$

$$\frac{|U(f)|^2}{|U(f_o)|^2} = K + (1 - K) \cos^2 \left(\pi \frac{f-f_o}{B} \right)$$

Le spectre normalisé de la réponse impulsionnelle a une forme générale en C + D cos Y. En effet; l'équation suivante peut être écrite :

$$(A + B \cos^2 X)^{1/2} = (C + D \cos Y)$$

avec $\cos Y = 1/D \left[(A + B \cos^2 X)^{1/2} - C \right]$

$A + B = 1$ $\quad C = \frac{1 + \sqrt{K}}{2}$ $\quad C + D = 1$

$A = K$ $\quad D = \frac{1 - \sqrt{K}}{2}$ $\quad K << 1$

Exemple :

$K = 0,23$ $\quad \frac{1}{\sqrt{K}} = 2,08$ $\quad C = 0,74$ $\quad D = 0,26$

$K = 0$ $\quad |U(f)| = |U(f_o)| \cos \left(\pi \frac{f - f_o}{B} \right)$

La forme en cloche de l'amplitude du spectre est d'autant plus accentuée que la valeur du coefficient K est faible.

Les courbes représentant l'amplitude effective de la fonction de transfert ont été tracées pour plusieurs lignes avec la méthode des "δ". La modulation

..... /

d'amplitude des courbes est due aux effets de bords. Les dissymétries des amplitudes par rapport à la fréquence centrale sont les conséquences de la variation le long du transducteur de la densité linéaire de sources puisque les ondes émises par les sources élémentaires ont une amplitude constante. Les caractéristiques des transducteurs pour lesquelles les courbes d'amplitude ont été tracées, sont les suivantes :

- Ligne type 4 : B = 6 MHz, T = 15 µs, f_o = 30 MHz, BT = 90, K = 0,23
  Q = 1 (figure 27)
- Ligne type 5 : B = 1 MHz, T = 25 µs, f_o = 30 MHz, BT = 25, K = 0,23
  Q = 1;3;5 (figure 28)
  Q = 15 (figure 29)
- Ligne type 6 : B = 2 MHz, T = 5,5 µs, f_o = 30 MHz, BT = 11
  K = 0,1 ; 0,15 ; 0,28 ; 0,35 (figure 30).

Quelle que soit la valeur de K, l'amplitude relative de la modulation de la réponse en fréquence reste importante par suite du faible produit BT. Elle semble minimale pour K égal à 0,28.

III- 3) RESISTANCE DE RAYONNEMENT ELASTIQUE :

Un transducteur peut être représenté suivant deux schémas électriques équivalents :

- dans le schéma série, l'impédance du transducteur est représentée par le circuit série composé par une capacité, une résistance fonction de la fréquence, une impédance imaginaire de rayonnement. Le schéma série correspond au modèle acoustique "in line"(12).. La résistance est égale à la somme de la résistance ohmique et de la partie réelle de la résistance de rayonnement,
- dans le schéma parallèle, l'impédance du transducteur est constituée par la mise parallèle d'une capacité, d'une résistance, d'une impédance imaginaire de rayonnement. Le schéma parallèle correspond au modèle acoustique "crossed field" (12).

Dans la suite, pour la fréquence centrale de fonctionnement, la partie imaginaire de l'impédance de rayonnement est supposée nulle pour le schéma série, infini pour le schéma parallèle.

..... /

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD EN "S"

fonction de transfert
(courbe théorique)

B=6 MHz T=15μs B.T.=90 K=0,23

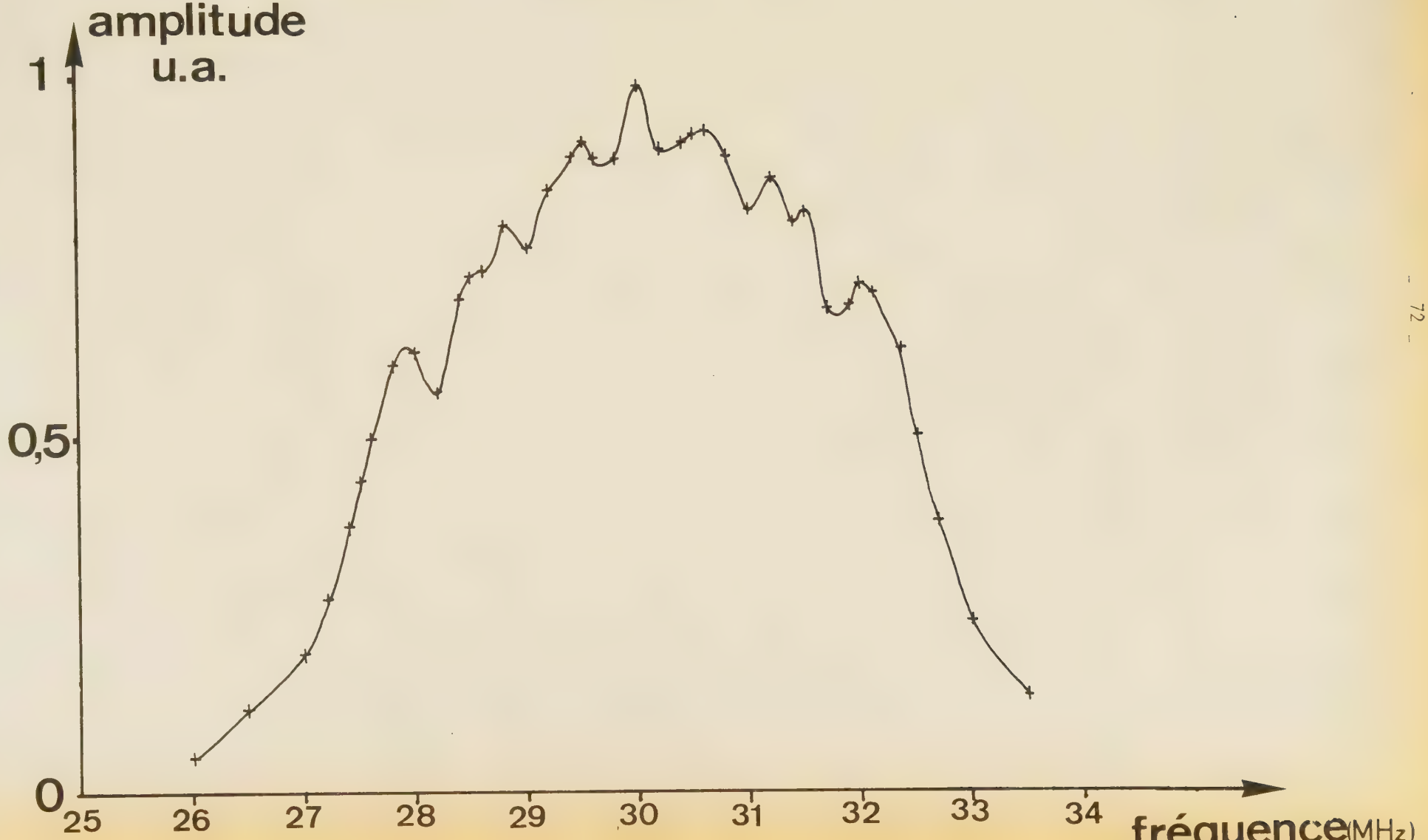


Fig: 27

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD EN "S"

fonction de transfert

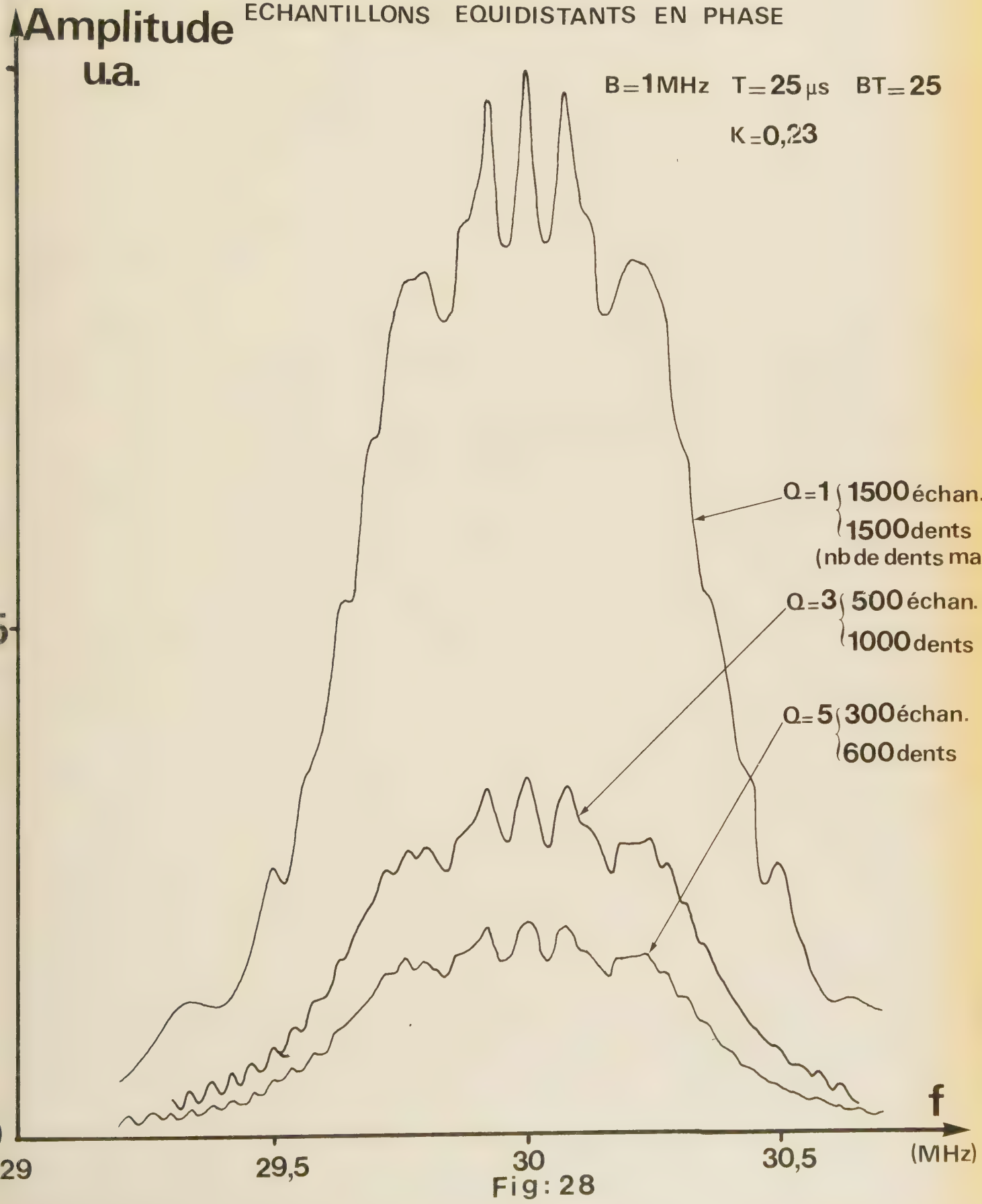


Fig: 28

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD
EN "S"
fonction de transfert
échantillons équidistants en phase

B=1MHz T=25µs BT=25 K=0,23

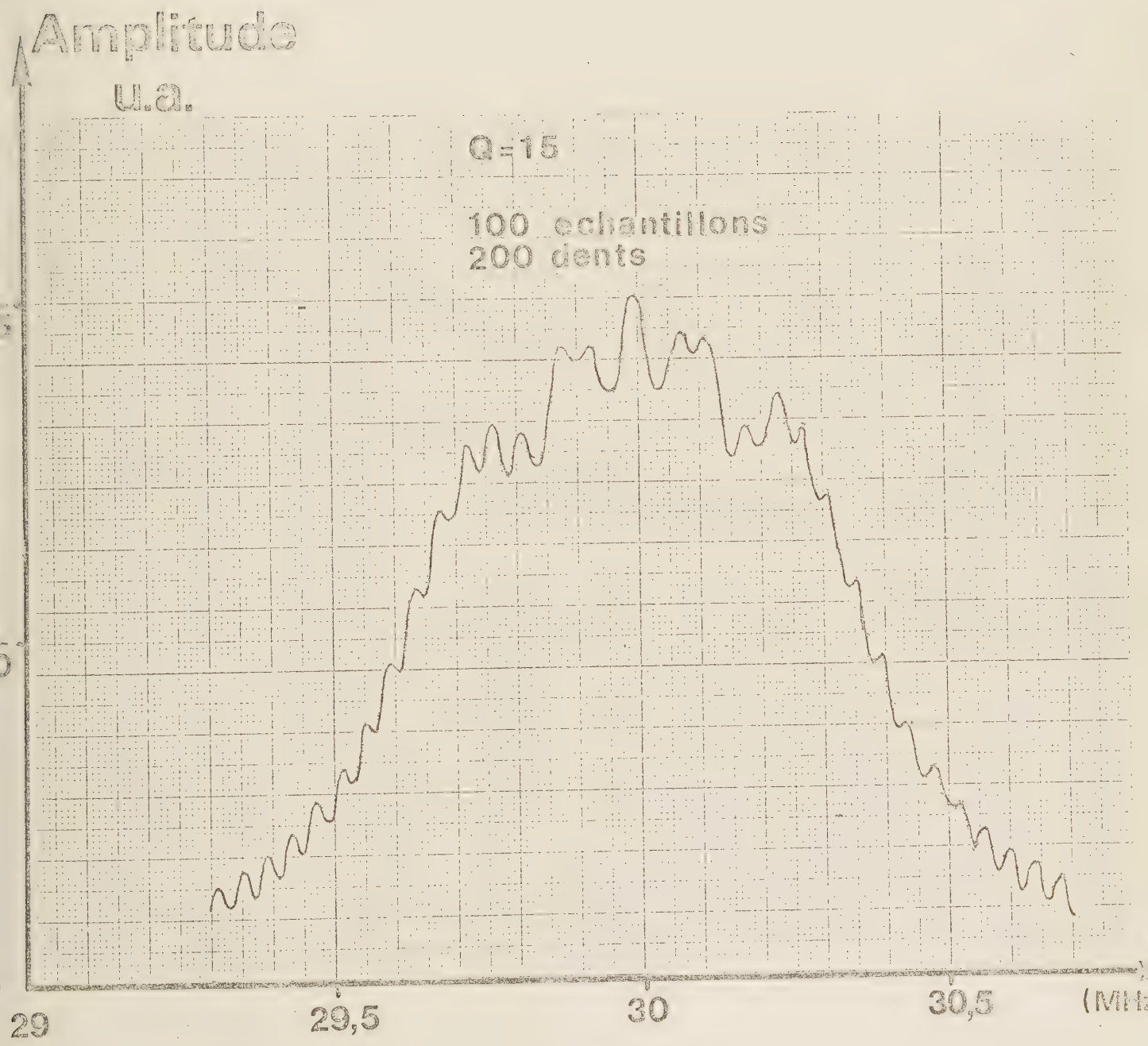


Fig: 29

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD EN

Fonction de transfert

(courbes théoriques)

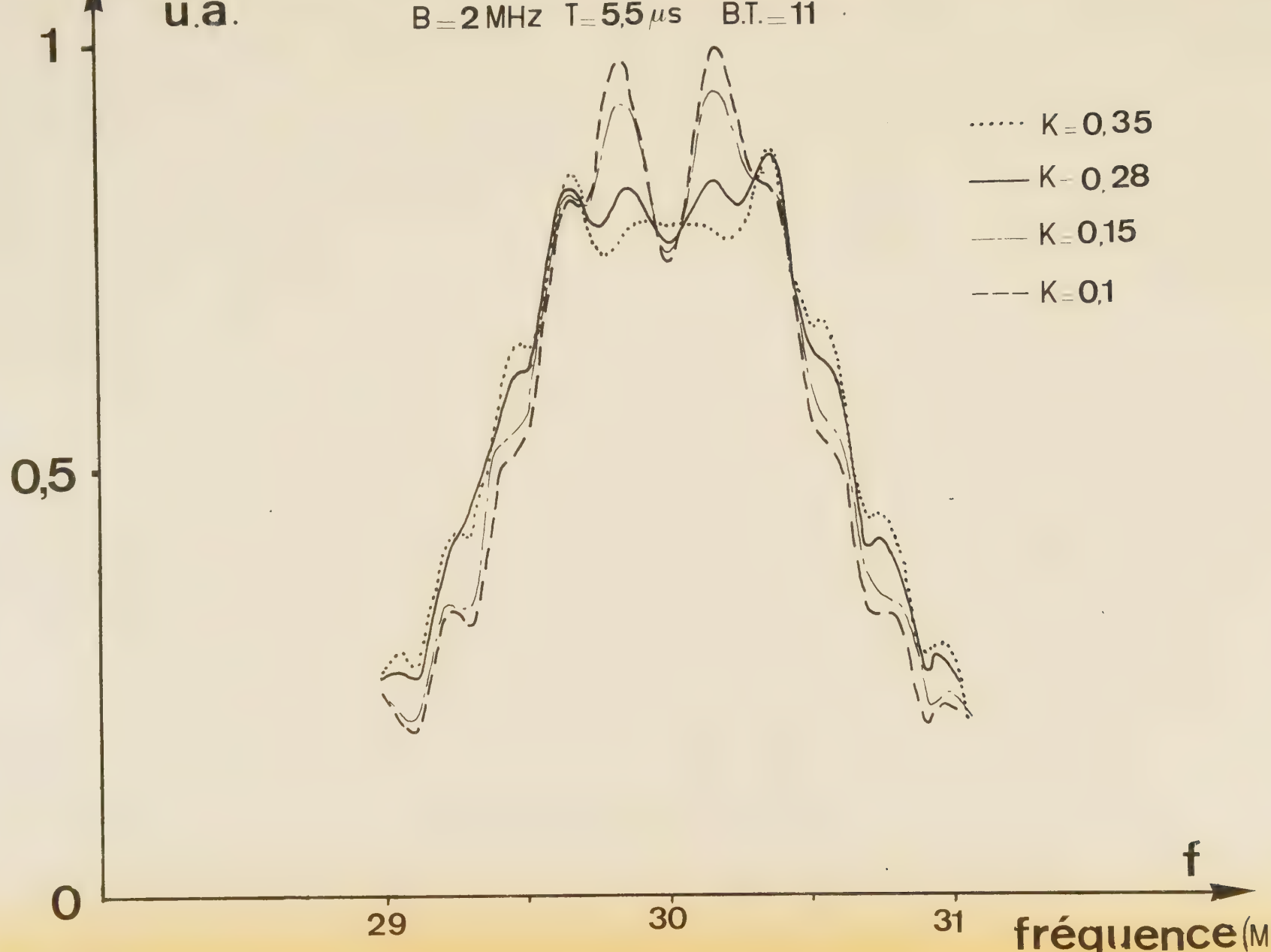


Fig : 30

Il existe des relations qui relient les valeurs des capacités et résistances des deux modèles.

$$Q_a = \frac{1}{C_s R_s \omega} \qquad Q_a = C_p R_p \omega$$

$$R_s = \frac{R_p}{1+R_p^2 C_p^2 \omega^2} \qquad R_p = R_s \left(1 + \frac{1}{R_s^2 C_s^2 \omega^2}\right) = R_s(1+Q_a^2)$$

$$C_s = C_p\left(1 + \frac{1}{R_p^2 C_p^2 \omega^2}\right) = C_p\left(1+\frac{1}{Q_a^2}\right) \qquad C_p = \frac{C_s}{1 + C_s^2 R_s^2 \omega^2}$$

Si Q_a est grand :

$$R_s = \frac{1}{R_p C_p^2 \omega^2} \qquad R_p = \frac{1}{R_s C_s^2 \omega^2}$$

$$C_s = C_p \qquad C_p = C_s$$

Considérons le schéma série :

le coefficient de qualité du transducteur est égal à Q :

$$Q_a = \frac{1}{C_s R_s \omega_o}$$

R_s : partie réelle de l'impédance du transducteur (schéma série)

C_s : capacité série

R_s est égale à la somme de la résistance de rayonnement R_a et de la résistance électrique R_c (effet JOULE).

..... /

En général, R_c est négligeable par suite du grand nombre de dents du transducteur.

$$R_a = \frac{1}{C_s Q_a \omega_o}$$

L'amplitude de l'onde élastique rayonnée à la fréquence f_3 est égale à la somme algébrique des amplitudes rayonnées par le groupe principal et les groupes secondaires. Dans un domaine de fréquence voisin de la fréquence centrale, la somme algébrique des puissances acoustiques émises par les groupes secondaires est négligeable par rapport à celle rayonnée par le groupe principal. En effet, la différence du nombre de sources de deux groupes adjacents dont les puissances rayonnées sont en opposition de phase est égale à ΔN_{gs} pour un transducteur dont la fréquence instantanée de la réponse impulsionnelle est fonction linéaire du temps.

$$\Delta N_{gs} = \frac{f_3}{2 Q \sqrt{K}} \left[\frac{1}{\sqrt{K-1}} - \frac{1}{\sqrt{K+1}} \right]$$

ΔN_{gs} est faible pour $K \gg 1$

La puissance acoustique rayonnée par un transducteur à pas variable est pratiquement égale à celle émise par le groupe principal. La résistance de rayonnement est calculée avec cette hypothèse.

L'énergie électrique maximale E_e emmagasinée dans le transducteur est égale au produit du nombre total de sources Nt par le double de l'énergie moyenne e_e emmagasinée par une paire unique de dents. La puissance perdue par le transducteur sous forme élastique est P_L pour les deux sens de propagation. Le facteur de qualité Q_a est égal à :

$$Q_a = \frac{\omega_o E_e}{P_L} = 2 \frac{\omega_o N_t e_e}{P_L}$$

$$P_L = 2\, d.L.V.W_m$$

V : vitesse de propagation élastique

L : longueur active des dents du peigne

d : profondeur moyenne de pénétration dans le substrat des ondes de surface

W_m : énergie élastique moyenne par unité de volume rayonnée par le transducteur

e_m est l'énergie moyenne élastique emmagasinée par une paire unique de dents alimentée sous la même tension électrique que le transducteur dispersif.

..... /

La densité d'énergie élastique moyenne est égale au produit $1/2.\overline{T}^{*}.\overline{S}$.

$\overline{T}$: contrainte moyenne

$\overline{S}$: déformation moyenne

$$(1/2.\overline{T}^{*}.\overline{S}.) = \frac{e_g}{v_a}$$

v_a est le volume actif d'une paire de dents. La distance entre les axes de deux dents adjacentes est égale à la moitié de la longueur d'onde λ . La largeur considérée comme active est voisine de $\lambda/8$, soit $\lambda/16$ par dents car les champs électriques sont importants uniquement aux voisinages des dents (12). En régime permanent, les contraintes créées par les paires de dents s'ajoutent le long du groupe pour les deux sens de propagation. La contrainte résultante pour chaque paire de dents est Ng.T.

L'énergie élastique moyenne par unité de volume rayonnée par le groupe principal est pour un matériau à faible coefficient de couplage comme le quartz W_m

$$W_m = N_g^2 \frac{e_m}{v_a} = N_g^2 \frac{e_m}{\lambda/8 . d . L}$$

$$P_L = \frac{2 . d . L . V . N_g^2 . e_m}{\lambda/8 . d . L} = \frac{\sigma}{\pi} . \omega_o . N_g^2 . e_m$$

Donc :

$$Q_a = \frac{\pi}{4} . \frac{Nt}{Ng^2} . \frac{e_e}{e_m}$$

Le carré k^2 du coefficient de couplage électromécanique caractéristique d'un matériau et des orientations des axes est peu différent pour une paire unique de dents au rapport des énergies emmagasinées sous forme électrique et mécanique (voir annexe VII- 3).

$$k^2 = \frac{e_m}{e_e} \qquad Q_a = \frac{\pi N_t}{4 k^2 N_g^2}$$

$$R_a = \frac{4 k^2 N_g^2}{\pi C_s \omega_o N_t} = \frac{2 k^2 N_g^2}{\pi^2 C_s f_o N_t}$$

Un raisonnement semblable peut être effectué en utilisant le schéma parallèle. L'effet de la résistance ohmique est négligé.

$$Q_a = C_p R_p \omega_o = \frac{\pi N_t}{4 k^2 N_g^2}$$

$C_p R_p \omega_o$ est en général plus grand que 1 pour le quartz. ($\frac{Nt}{Ng} > 1$)

..... /

Pour une ligne à caractéristique fréquence temps linéaire :

$$Q_a = \frac{\pi f_o}{\quad}$$

$$R_p = \frac{\pi}{\quad}$$

La capacité C_p d'un transducteur est proportionnelle au nombre de sources si les capacités parasites sont négligées :

$$R_p = \frac{\pi}{4\,k^2\,C_d\,\omega_o\,N_g^2} = \frac{1}{8\,k^2\,C_d\,f_o\,N_g^2}$$

Cd est la valeur de la capacité d'une paire unique de dents ($Cd = C_p/N_t$).Cd est proportionnelle à la longueur active des dents.

R_p est proportionnelle à Q^2. En effet, Ng est inversement proportionnelle à Q.

La résistance parallèle d'un transducteur échantillonné avec un facteur Q supérieur à 1 est Q^2 plus élevée que celle d'un transducteur à nombre maximal de dent (Q = 1). La puissance élastique U^2/R_p émise par le transducteur est alors pour une tension appliquée donnée U, Q^2 plus faible de celle émise par un transducteur à nombre maximal de dents. Comme il a été déjà écrit précédemment, l'amplitude de la fonction de transfert d'un transducteur à facteur Q supérieur à 1 est Q fois plus faible que celle d'un transducteur à nombre maximal de dents.

Calculons la résistance et la capacité série équivalente :

$$R_s = \frac{1}{\frac{1}{R_p} + R_p C_p^2 \omega_o^2} = \frac{4\,k^2\,N_g^2}{\pi\,C_p\,N_t\,\omega_o \left[1 + \frac{16\,k^4\,N_g^4}{\pi^2\,N_t^2}\right]}$$

$$C_s = C_p \left(1 + \left[\frac{\pi^2\,N_t^2}{16\,k^4\,N_g^4}\right]^{-1} \right)$$

si $\frac{\pi^2\,Nt^2}{16\,k^4\,Ng^4}$ est beaucoup plus grand que 1, les mêmes résultats sont obtenus avec les schémas série et parallèle.

$$\frac{\pi\,N_t}{4\,k^2\,N_g^2} \gg 1 \longrightarrow \frac{N_g^2}{N_t} \ll \frac{\pi}{4\,k^2}$$

Cas du quartz (Y.X.) $k^2 = 0{,}22 \times 10^{-2}$

$$\frac{\pi}{4\,k^2} = 359 \qquad \frac{N_g^2}{N_t} \ll 359$$

..... /

Cas du niobate de lithium (Y.Z) $k^2 = 4{,}8 \times 10^{-2}$

$$\frac{\pi}{4\,k^2} = 16 \longrightarrow \frac{N_g^2}{N_t} << 16$$

Cas du $Bi_{12}Ge\,O_{20}$ - coupe Z, propagation [110] $k^2 = 0{,}76 \times 10^{-2}$

$$\frac{\pi}{4\,k^2} = 103 \longrightarrow \frac{N_g^2}{N_t} << 103$$

Cette condition est, en général, vérifiée pour un substrat en quartz.

Ex. ligne de type 2 (B = 1 MHz, T = 25 µs, Q = 1)

$$Ng = 300 \qquad N_t = 1500 \qquad \frac{Ng^2}{Nt} = 60$$

Les relations suivantes peuvent alors être écrites :

$$C_s = C_p \qquad R_a = \frac{4\,k^2\,Ng^2}{\pi\,C_d\,\omega_o\,N_t^2} = \frac{2\,k^2\,Ng^2}{\pi^2\,C_d\,f_o\,N_t^2}$$

R_a est indépendant de Q, car R_a est proportionnelle au rapport $\left[\frac{Ng}{N_t}\right]^2$.

La puissance élastique émise quand une tension U est appliquée aux bornes du transducteur est P_m.

$$P_m = \frac{U^2}{R_p} = \frac{4\,k^2\,C_p\,\omega_o\,N_g^2\,U^2}{\pi\,N_t} = \begin{cases} \frac{4}{\pi}\,k^2\,C_d\,\omega_o\,N_g^2\,U^2 \\ 32\,k^2\,C_d\,\frac{f_o^3}{Q^2}\,\frac{T}{B}\,U^2 \end{cases}$$

La capacité par paire de dents ne dépend que de la longueur active des dents et de la permitivité du substrat. Cd est indépendant de la fréquence comme il a été démontré par G.W. FARNELL, I.A. CERMAK , P. SILVESTER, S.K. WONG (13). L'invariance de Cd peut être physiquement expliquée en considérant une paire de dents comme un condensateur plan dont la distance entre armature et les surfaces des électrodes sont proportionnelles à la longueur d'onde λ . En fait, la largeur d'une dent et la distance interdigitale sont égales à $\lambda/4$. Cette invariance a été vérifiée expérimentalement :

$$C_d = M.\,\varepsilon\,.L$$

$$\frac{C_d}{L} = C_o$$

L : longueur active des dents

ε : permitivité du substrat

M : constante

$$P_m = \frac{4}{\pi}.M\,k^2.\,\varepsilon\,.L.N_g^2\,.\,\omega_o.U^2$$

..... /

P_m est proportionnel au carré du nombre de sources du groupe principal et au terme $k^2 \varepsilon$.

$k^2 \frac{\varepsilon}{\varepsilon_o}$ caractérise le substrat

Quartz (coupe ..... Y
(((propagation .. X

$\frac{k^2 \varepsilon}{\varepsilon_o} = 0,22 \times 10^{-2} \times 4,6 = 10^{-2}$
Co = 25 pF/m

$LiNbO_3$ (coupe ..... Y
(((propagation .. Z

$\frac{k^2 \varepsilon}{\varepsilon_o} = 4,8 \times 10^{-2} \times 50 = 10^{-2}.240$
Co = 235 pF/m

$Bi_{12}GeO_{20}$ (coupe ..... Z
(((propagation . [110]

$\frac{k^2 \varepsilon}{\varepsilon_o} = 0,76 \times 10^{-2} \times 39 = 10^{-2}.29,6$
Co = 180 pF/m.

Pour une fréquence de fonctionnenement et un nombre donné de dents de longueur L les puissances émises par des transducteurs alimentés sous une tension U sont plus faibles respectivement pour le quartz et le $Bi_{12}GeO_{20}$ de 24 dB et 9 dB que celle émise par un transducteur déposé sur le niobate de lithium.

Pour un transducteur de caractéristiques données, les résistances série de rayonnement sont 2,1 fois plus grandes pour le niobate que pour le quartz et 2,2 fois plus faibles pour le germanate que pour le quartz.

Exemples de calculs de résistance de rayonnement :

- les peignes sont gravés sur des substrats en quartz de coupe Y. La direction de propagation est selon l'axe X. Dans ce cas, le carré du coefficient de couplage électromécanique est égal à 0,22 %.

- Ligne de type 1 : B = 8 MHz, T = 20 µs, f_o = 30 MHz :

. - transducteur à nombre maximal de dents.
Le nombre total de dents du transducteur dispersif est de 1200 dents. La capacité mesurée de ce transducteur est de 300 pF environ.

..... /

$N_t = 1200$

$N_g = 95$

$C_p = 300$ pF

$k^2 = 0{,}22$ %

$f_o = 30$ MHz

$$R_p = \frac{\pi N_t}{4 k^2 C_p N_g^2 \omega_o} = 840\ \Omega$$

$$R_a = \frac{4 k^2 N_g^2}{\pi C_p N_t \omega_o} = 0{,}374\ \Omega$$

Pour une tension efficace de 1 V aux bornes du transducteur, la puissance élastique moyenne émise est de 1,18 mW.

- transducteur échantillonné avec un coefficient égal à 5 :

$R_a = 0{,}374\ \Omega$

$R_p = 25 \times 840 = 20.900\ \Omega$

$N_t = 240$ $\quad Ng = 19$ $\quad C_p = 60$ pF

- Ligne du type 2 : B = 1 MHz, T = 25 µs, $f_o = 30$ MHz :

- nombre maximal de dents

$Nt = 1500$

$Ng = 300$

$C_p = 375$ pF

$k^2 = 0{,}22$ %

$f_o = 30$ MHz

$R_p = 84\ \Omega$

$R_a = 2{,}4\ \Omega$

- transducteur échantillonné avec un coefficient égal à 15

$R_a = 2{,}4\ \Omega$

$R_p = (15)^2 \times 84 = 18.900\ \Omega$

$Nt = 100$ $\quad Ng = 20$ $\quad C_p = 25$ pF

Dans le cas d'un transducteur non dispersif, N_t et Ng sont égaux :

$$R_a = \frac{2 k^2}{\pi^2 L C_o f_o}$$

R_a est indépendant du nombre de dents.

La longueur des dents L peut être choisie pour obtenir une valeur de R_a égale à 50 Ω.

$$L = \frac{2 k^2}{50 \pi^2 C_o f_o}$$

..... /

Exemple :

fo = 30 MHz — substrat : quartz (k^2 = 0,22 %, Co = 25 pF/m

L = 11 mm

substrat niobate de lithium (k^2 = 4,8 %, Co = 235 pF/m

L = 27,2 mm

..... /

Certaines conclusions peuvent être tirées du chapitre III. :

- La variation de phase entre deux sources adjacentes équivalentes aux paires de dents d'un transducteur dispersif est égale à $Q\pi$. Le facteur d'échantillonnage Q est un nombre entier impair. Du point de vue facilité de réalisation des transducteurs et réduction des perturbations de propagation élastique, il est souhaitable de diminuer le nombre total de dents en utilisant un facteur Q le plus élevé possible. Cependant, une valeur maximale de Q existe. Elle est une fonction linéaire de l'inverse de l'excursion en fréquence relative,

- La phase et l'amplitude de la fonction de transfert d'un transducteur dispersif présentent des ondulations qui sont les conséquences de la limitation en longueur du transducteur. Ce phénomène est une propriété des filtres adaptés à un signal d'enveloppe rectangulaire. Les amplitudes relatives de ces ondulations sont au voisinage de la fréquence centrale pratiquement proportionnelle à l'inverse de $\sqrt{BT}$. Leur période en fréquence est alors peu différente de 2/T.
  Les caractéristiques de ces effets de bords peuvent être facilement déterminées pour certaines fréquences en utilisant la méthode des groupes de sources quasi cohérentes,

- La valeur moyenne de l'amplitude de la fonction de transfert d'un transducteur dispersif à longueur de dents constantes est, pour une caractéristique fréquence temps linéaire, une fonction linéaire croissante de la fréquence. Celle des transducteurs à caractéristique fréquence temps non linéaire (courbe en S) a une forme en cloche plus ou moins prononcée selon la courbure de la caractéristique,

- La résistance de rayonnement élastique d'un transducteur dispersif a été calculée à l'aide de considérations énergétiques. Pour une tension appliquée donnée, la puissance élastique émise par le transducteur est proportionnelle :

  - à la fréquence à la puissance trois,
  - à l'inverse de la pente de la caractéristique fréquence temps linéaire,
  - à la longueur active des dents,
  - au carré du coefficient de couplage électromécanique.

..... /

CHAPITRE IV - CARACTERISTIQUES D'UNE LIGNE DISPERSIVE

Les caractéristiques d'une ligne dispersive composée de deux transducteurs en peignes sont étudiées dans ce chapitre pour les deux structures (1 transducteur dispersif, 2 transducteurs dispersifs).

La réponse à une excitation sinusoïdale est, en premier lieu, examinée. Les schémas électriques équivalents des transducteurs émetteur et récepteur sont considérés dans le but de déterminer l'atténuation d'une ligne.

Les caractéristiques de la fonction de transfert et de la réponse impulsionnelle d'une ligne, conséquences de celles de chaque transducteur, sont ensuite étudiées pour les deux structures.

Enfin, les formes des impulsions comprimées sont recherchées pour des lignes à caractéristique fréquence temps linéaire et non linéaire. Ce dernier cas, peu connu, est plus particulièrement considéré.

Les influences des différents paramètres sur les niveaux relatifs des lobes secondaires sont étudiées. La valeur minimale de ce niveau est déterminée. Enfin, le meilleur mode d'utilisation de ces lignes est recherché.

..... /

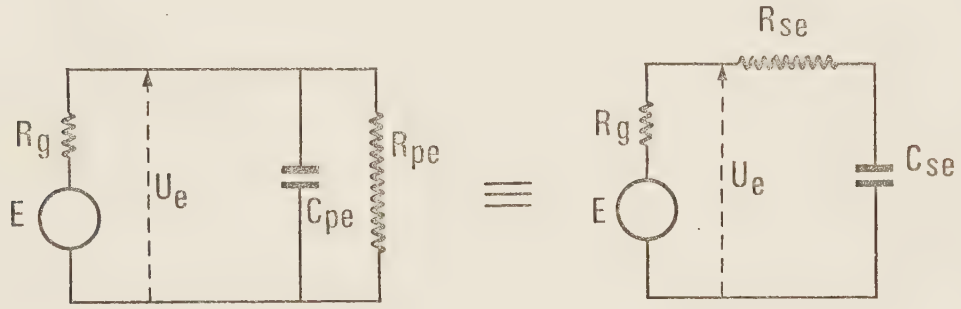
IV- 1) FONCTION DE TRANSFERT D'UNE LIGNE

La ligne étant composée de deux transducteurs, sa fonction de transfert a des propriétés sui sont fonction de celles des transducteurs.

IV- 1- 1) Pertes d'insertion d'une ligne :

Les puissances électriques totales fournies au transducteur émetteur et au circuit de charge du transducteur récepteur à la fréquence d'accord sont calculées.

Transducteur émetteur :



Rg : résistance interne du générateur
Cpe : capacité du transducteur
Rpe : résistance parallèle du transducteur
E : force électromotrice du générateur

Soit P_{te} la puissance totale fournie au transducteur émetteur :

$$P_{te} = P_1 + j\,P_2$$

P_1 : puissance active dissipée

P_2 : puissance reactive fournie

..... /

$$P_{te} = \frac{(Ue)^2}{Ze} \qquad \text{avec } Ze = Rse - \frac{j}{C_{se}\,\omega}$$

$$\frac{1}{Ze} = \frac{1}{Rpe} + j\,C_{pe}\,\omega$$

$$Ue = \frac{E.\,Ze}{Rg + Ze}$$

$$P_{te} = \frac{E^2\,Ze}{(Rg + Ze)^2} = \frac{E^2\,(Rse - j/Cse\,\omega)}{(Rg + Rse)^2 + (1/C_{se}\,\omega)^2}$$

La puissance dissipée dans la résistance Rpe est Pme :

$$Pme = \frac{U_e^2}{Rpe} = \frac{R_{se}\,E^2}{(Rg + Rse)^2 + (1/Cse\,\omega)^2}$$

En fait, le schéma équivalent d'un transducteur est représenté ci-dessous :

Rc : résistance ohmique
Ra : résistance série de rayonnement
Cs : capacité utile des dents
Co : capacité parasite (connexion)

Rc est pratiquement égale pour un transducteur non dispersif à la résistance d'une dent divisée par le nombre de paire de dents.

Pour un transducteur à grand nombre de dents, Rc est négligeable.

$$Rse = \frac{Ra}{(1 + Co/Cs)^2 + Ra^2\,Co^2\,\omega^2}$$

pour Ra faible ($Ra^2 Co^2 \omega^2 \ll 1$)

$$Rse \simeq \frac{Ra}{(1 + Co/Cs)^2}$$

$$C_{se} = \frac{(1+Co/Cs)^2 + Ra^2 Co^2\,\omega^2}{Ra^2\,Co\,\omega^2 + \frac{1}{C_s}(1+Co/Cs)}$$

pour Ra faible :

$$Cse \simeq Cs + Co$$

Co/Cs est pratiquement inversement proportionnel au nombre de dents.

Si la capacité Cse est accordée avec une inductance série, la puissance dissipée dans Rse est Pme_i :

$$Pme_i = Rse\,E^2 / (Rg + Rse)^2$$

..... /

$$\frac{Pmei}{Pme} = \frac{(Rg + Rse)^2 + 1/(Cse\ \omega)^2}{(Rg + Rse)^2} = 1 + \frac{1}{(Cse\ \omega)^2 (Rg+Rse)^2} = 1+Q_c^2$$

Q_c est le coefficient de surtension du circuit.

Pme_i est égale à la puissance rayonnée sous forme élastique à l'accord série. Cette puissance émise par un transducteur est $1 + Q_c^2$ fois plus élevée que celle émise par le transducteur non accordé.

Pour Ra faible, la relation suivante peut être écrite :

$$Pme_i \simeq \frac{Ra\ E^2}{(1+Co/Cs)^2\ R_g^2}$$

Pour un transduscteur à grand nombre de dents, le rapport Co/Cs est très inférieur à 1 et la puissance rayonnée sous forme élastique est dissipée dans Ra. La résistance Ra étant indépendante du nombre de dents pour un transducteur à pas constant (Nt = Ng), la puissance émise dans le cas de l'accord par une inductance série est aussi indépendante du nombre de dents.

Le rapport Co/Cs est grand pour un transducteur à faible nombre de dents. Par exemple, pour le quartz la capacité utile (Cs) d'une paire de dents de 1 mm de long est de 0,025 pF environ. Le rapport Co/Cs est donc facilement égal à 9 pour un nombre faible de dents. La puissance élastique émise Pme_i est dans ce cas de 20 dB plus faible que celle obtenue avec un transducteur à grand nombre de dents ($Co/Cs \ll 1$) alimenté par un générateur identique.

Si la capacité Cpe est accordée par une inductance disposée en parallèle, l'impédance de charge du générateur est Rpe.

$$Pme_i = \frac{U_e^2}{Rpe} = \frac{Rpe\ E^2}{(Rg + Rpe)^2}$$

En négligeant la résistance ohmique Pme est égale à :

$$Pme = \frac{U_e^2}{Rpe} = 8\ k^2\ Cd\ fo\ Ng^2\ Ue^2$$

Le transducteur n'étant pas accordé, la puissance totale fournie par le générateur est Pte.

Pour des matériaux comme le quartz à faible coefficient de couplage, Rpe est grand par rapport à $1/Cpe\ \omega$

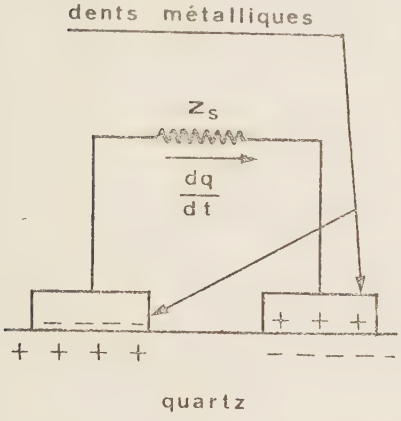
$$Pte \simeq Cpe\ \omega\ (Ue)^2$$

La puissance fournie par le générateur est pratiquement uniquement réactive.

..... /

- Transducteur récepteur :

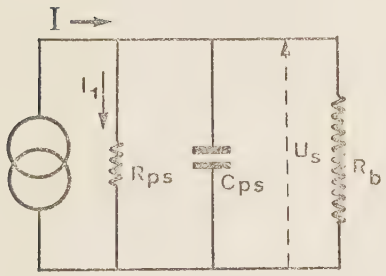
L'onde élastique incidente sur un transducteur composé pour simplifier d'une paire unique de dents crée des charges électriques à la surface du quartz par effet piézoélectrique et des dents métalliques par influence. Les deux dents sont reliées par une impédance Zs et le courant dq/dt qui circule, crée aux bornes de cette impédance une tension V qui polarise le substrat.



Le transducteur émet donc des ondes élastiques dont le déphasage par rapport à l'onde incidente dépend de Zs.

Les ondes élastiques résultantes dans les deux sens de propagation représentent les ondes réfléchies et transmises par le transducteur. Si l'impédance Zs est réelle, les ondes incidentes et émises sont en opposition de phase. L'onde transmise a une amplitude relative égale à $1 - \gamma$. γ correspond à la puissance électrique dissipée dans la charge extérieure et à la puissance élastique émise par le transducteur récepteur dans le sens de propagation de l'onde incidente.

Le transducteur récepteur est représenté comme un générateur d'intensité I de résistance Rps et capacité Cps débitant dans une résistance de charge Rb.



I est proportionnelle à l'amplitude de l'onde élastique incidente sur le transducteur

$$\frac{1}{Zs} = \frac{1}{R} + j\, Cps\, \omega$$

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{Rps} + \frac{1}{Rb}$$

La puissance incidente sur le transducteur est Pme/2.

Le facteur 1/2 provient de la propriété de bidirectionnalité d'émission du transducteur d'entrée dont la longueur des dents est L_e

$$\frac{Pme}{2} = \frac{1}{2} c^E \overline{S^2}\, d\, L_e\, V$$

d : profondeur de pénétration

(car $\overline{T^* S} \simeq c^E \overline{S^2}$ en négligeant la piézoélectricité.

Soit D et E respectivement les vecteurs excitation et champ électrique

$$D = e^E S + \varepsilon^S E \qquad \text{(voir annexe)}$$

La densité superficielle de charges σ sur une dent d'un peigne récepteur court-circuité (E= 0) est égale à la composante du vecteur D normale à la surface.

..... /

Pour le quartz (coupe X_2), la direction de propagation est parallèle à X_1

Les ondes de RAYLEIGH ont une composante de déplacement longitudinale S_{11} et transversale S_{21}.

La composante normale D_2 est égale à :

$$D_2 = e^E_{21} S_{11} + e^E_{26} S_{21}$$

Pour le quartz e_{21} est nul (6).

$$D_2 = e^E_{26} S_{21}$$

Pour le niobate de lithium (coupe X_2, propagation selon X_3), la relation suivante peut être écrite :

$$D_2 = e^E_{23} S_{33} + e^E_{24} S_{23}$$

Pour le niobate :

$$e^E_{23} = 0$$

$$D_2 = e^E_{24} S_{23}$$

La charge d'une dent de surface s est q.

$$q = \sigma s$$

L'intensité efficace débitée par une paire de dent est i:

$$i^2 = \left(\frac{d\bar{q}}{dt} \right)^2 = \omega^2 s^2 \bar{\sigma}^2 = \omega^2 . s^2 . e^2 . \bar{S}^2$$

$$= \omega^2 . s^2 . k^2 . \varepsilon^T . c^E . \bar{s}^2$$

car $k^2 = \frac{e^2}{\varepsilon^T . c^E}$ (voir annexe VII- 3)

L'énergie localisée mécanique incidente moyenne est égale à $\frac{1}{\rho} c^E \bar{S}^2$

$$i^2 = 2\omega^2 . \frac{L_s^2}{L_e} . \frac{\lambda^2}{\eta^2 . d . V} \varepsilon^T . k^2 . \frac{P_{me}}{2}$$

L_s : longueur utile des dents du transducteur récepteur

λ/η: largeur utile d'une dent.

Cette équation est établie en négligeant les pertes par propagation et en supposant que toute la puissance Pme/2 est incidente sur le transducteur récepteur.

$L_s = L_e$ ..... /

$$i^2 = 2\ \omega^2.\ k^2.\ \frac{L_s.\lambda.\varepsilon^T}{\eta^2.\ f.d}\ \left[P_{me}/2\right]$$

la capacité de la paire de dent est Cd

$$Cd = a.L_s.\varepsilon^T$$

$$d = \beta.\lambda$$

$$i^2 = 4\pi\ \frac{k^2.\ C_d.\ \omega}{a.\beta.\eta^2}.\frac{P_{me}}{2}$$

L'intensité I fournie par NgS sources quasi-cohérentes est $N_{gs}\ i$

$$I^2 = Ng^2\ i^2$$

$$Rps\ I^2 = \frac{\pi^2}{a\ \beta\ \eta^2}\ \left(\ P_{me}/2\ \right)$$

$$\frac{Pme}{2} = \frac{a\ \beta\ \eta^2}{\pi^2} R_{ps}\ I^2$$

a est égal, d'après FARNELL, CERMAK, SILVESTER, WONG (13) , quelque soit le substrat considéré,à 0,62 en utilisant un système cohérent d'unité

$$\beta \simeq 0,5$$
$$\eta = 4$$
$$\frac{a\ \beta\ \eta^2}{\pi^2} \simeq 0,5$$
$$\frac{Pme}{2} \simeq \frac{Rps\ I^2}{2}$$

Cette relation est vérifiée en faisant le bilan des puissances reçues ou émises en considérant le schéma équivalent du transducteur récepteur.

La puissance dissipée dans la résistance Rps représente, si la résistance ohmique est négligée, une puissance élastique (Pmr) rayonnée par le transducteur récepteur. Rps est égale à la résistance de rayonnement (paragraphe III- 3).

$$P_{mr} = \frac{Z_s^2\ I^2}{R_{ps}} = W.\frac{Z_s^2}{R_{ps}}.N_{gs}^2.k^2.C_d.\omega.P_{me}$$

W est une constante

$$\frac{Pmr}{Pme} = \frac{4}{\pi}.W.Z_s^2.k^4.N_{gs}^4.C_d^2.\omega^2 \qquad \text{car } R_{ps} = \frac{\pi}{4\ k^2\ C_d \omega\ N^2}$$

Le rapport de la puissance élastique rayonnée par le transducteur récepteur à celle émise par le transducteur d'entrée est proportionnel à k^4.

Le coefficient γ est égal au rapport I_1/I dans le cas où les impédances sont réelles.

Si le transducteur récepteur est court-circuité, la puissance élastique émise est nulle ($I_1 = 0$).

Les puissances élastiques transmise et incidente sont égales.

L'énergie élastique transmise est e_m.

A l'adaptation d'impédance, la résistance de la charge R_b est égale à Rps et la capacité Cps est accordée par une inductance pure. La puissance électrique dissipée dans R_b est Rps $I^2/4$, soit 50 % de la puissance incidente (Rps $I^2/2$).

La puissance émise dans les deux sens de propagation est aussi Rps $I^2/4$. L'énergie élastique transmise résultante est $e_m/4$ ($I_1/I = 1/2$). La puissance correspondante est Rps $I^2/8$, soit 25 % de la puissance incidente.

La puissance émise avec inversion de phase dans le sens opposé à celui de l'onde incidente est aussi Rps $I^2/8$, soit 25 % de la puissance incidente.

Si la résistance de charge est infinie et la capacité Cps est accordée avec une inductance pure, Rps I^2 est la puissance émise par le transducteur récepteur, soit Rps $I^2/2$ pour chaque sens de propagation. La puissance élastique résultante transmise est nulle. La puissance réfléchie avec inversion de phase est Rps $I^2/2$. Le transducteur se comporte comme un miroir.

La puissance totale fournie par le transducteur récepteur est Pts :

$$|Pts| = \frac{U_s^2}{|Z_s|} = U_s^2 \left(\frac{1}{R^2} + C_{ps}^2 \omega^2 \right)^{1/2} = |Z_s| I^2$$

La puissance utile est Pus :

$$Pus = \frac{U_s^2}{R_b} = \frac{Z_s^2 I^2}{R_b} = \frac{I^2}{R_b} \left(\frac{R^2}{1 + R^2 C_{ps}^2 \omega^2} \right)$$

Pour un transducteur pratiquement en circuit ouvert, Rb est très grand. C'est, en particulier, le cas d'un transducteur connecté à la grille d'un transistor à effet de champ.

En général, 1/Rps est négligeable devant $C_{ps}\omega$ pour le quartz.

En effet, Rps Cps ω est égal à $\pi N_t / (4 k^2 N_c^2)$

..... /

Pour un peigne à pas constant, Rps Cps ω est égal à $\frac{\pi}{1 + k^2 F_g}$

$$Pts = Cps\ \omega\ (Us)^2 = \frac{I^2}{Cps\ \omega}$$

- Atténuation d'une ligne :

Le rapport entre les puissances totales de sortie et d'entrée est :

$$\frac{Pts}{Pte} = \left[\frac{Cps}{Cpe}\right]\ \left[\frac{Us}{Ue}\right]^2$$

$$Pts = \frac{N^2_{pe}}{C_{ps}\ \omega}\ i^2$$

Cps est la capacité du transducteur récepteur

Cps est la somme de la capacité utile des doigts et de la capacité parasite (connexions)

$$Cps = \nu\ Nts\ Cds$$

Nts : nombre total de distances interdigitales du transducteur récepteur

Cds : capacité d'une paire unique de dents

ν : coefficient supérieur à 1 qui dépend de la capacité parasite

$$Pts = \frac{N^2_{pe}\ i^2}{\nu\ N^2_{ts}\ C_{ds}\ \omega} = \frac{N^2_{pe}}{\nu\ N^2_{ts}}\ P_{ts} \qquad P_{ts} = \frac{i^2}{C_{ds}\ \omega}$$

P_{ts} est la puissance électrique totale fournie par une paire réceptrice de dents.

$$i^2 = \frac{4\pi^2}{\alpha\beta\eta^2}\ C_{ds}\ \omega\ \left(\frac{P_{ac}}{2}\right) = 2{,}53\ k^2\ C_{ds}\ \omega\ \left(\frac{P_{ac}}{2}\right)$$

$$P_{ts} = 2{,}53\ k^2\ \left(\frac{P_{ac}}{2}\right)$$

$$Pts = \frac{2{,}53\ k^2\ i^2\ N^2_{pe}}{\nu\ N^2_{ts}} = 1{,}26\ \frac{N^2_{pe}\ N^2_{pe}\ k^2\ C_{ds}\ \omega}{\nu\ N^2_{ts}}\ i^2$$

$$= C_{ps}\ \omega\ \frac{N^2_{pe}}{N^2_{ts}}$$

$$\left(\frac{U_e}{U_s}\right)^2 = \frac{\nu\ C_{ps}\ \omega\ N^2_{ts}\ R_{ts}}{1{,}26\ k^2\ N^2_{pe}\ N^2_{pe}\ C_{ds}\ \omega}$$

$$\frac{U_e}{U_s} = \left[\frac{\nu\ \omega\ N^2_{ts}\ R_{ts}}{1{,}26\ k^2\ N^2_{pe}\ N^2_{pe}}\right]^{1/2}$$

..... /

$\frac{Ue}{Us}$ est la transmission d'une ligne non chargée.

Pour une ligne de structure 1, le peigne récepteur a un pas constant (Nts = Ngs)

$$\frac{Ue}{Us} = \left[\frac{v \;[illegible]\; \omega \;[illegible]}{1,[illegible]\; k^2 \; N_{ts}} \right]^{1/2} = \left[\frac{v^2 \; C \;[illegible]\; \omega \;[illegible]}{1,26 \; k^2} \right]^{1/2}$$

Les longueurs utiles des dents des peignes récepteur et émetteur sont identiques

$$\frac{Ue}{Us} = \left[\frac{\pi \quad v^2}{5,04 \; k^4 \; N_{ge}^2} \right]^{1/2}$$

$$= \frac{0,79 \, v}{k^2 \; N_{ge}} = \frac{0,39 \, v \, Q}{k^2 \; f_o} \sqrt{\frac{B}{T}}$$

Pour un transducteur à facteur Q supérieur à 1, la résistance parallèle de rayonnement est égale à Q^2 fois celle d'un transducteur à nombre maximal de dents. Nous retrouvons évidemment avec cette formule que les pertes d'une ligne échantillonnée avec Q supérieur à 1 de structures 1 et 2 sont augmentées d'un facteur Q par rapport à celles d'une ligne à nombre maximal de dents.

Les puissances calculées en utilisant les schémas équivalents sont déterminées en négligeant les phénomènes secondaires suivants :

- un transducteur d'ondes de surface émet ou reçoit des ondes de volume (14),
- une variation de vitesse de propagation se produit sous les dents métalliques par suite de l'annulation de la composante tangentielle du champ électrique et du changement des conditions mécaniques aux limites.
  Cette variation d'impédance acoustique est la cause de réflexions et de conversion de mode.
- les résistances ohmiques des peignes et des inductances ont été négligées.

Comparaison entre les pertes d'insertion des lignes de structures 1 et 2 :

Deux lignes de structures 1 et 2 ayant les mêmes caractéristiques globales (durée de l'impulsion longue, bande passante) sont considérées. Les transducteurs récepteurs sont supposés accordés et chargés par la même impédance.

- Ligne de structure 1 :

Le nombre de sources du peigne récepteur à pas constant est peu différent de 1,77 fo/B.

...../

La bande passante de ce transducteur est égale à B.

La tension de sortie de la ligne est proportionnelle au produit du nombre de sources des groupes principaux des transducteurs émetteur et récepteur :

$$Ngl \cdot (1{,}77 \frac{fo}{B}) \quad \text{avec} \quad Ngl = 2 \frac{fo}{Q} \sqrt{\frac{T}{B}}$$

pour une caractéristique fréquence temps linéaire.

Le nombre de sources du peigne dispersif est N_{t1}

$$N_{t1} = 2\ T \frac{fo}{Q}$$

- Ligne de structure 2 :

La longueur d'un transducteur de bande passante B est calculée pour une durée d'impulsion longue de T/2.

N_{g2} est le nombre de sources du groupe principal d'un transducteur dispersif d'une ligne de structure 2.

$$N_{g2} = \frac{\sqrt{2}}{Q} \quad fo \sqrt{T/B} = N_{g1}/\sqrt{2}$$

Le nombre de sources d'un transducteur d'une ligne de structure 2 est N_{t2}

$$N_{t2} = T.\ fo/Q$$

Les deux transducteurs sont identiques. La puissance rayonnée par un groupe de sources quasi cohérentes du transducteur émetteur est reçue par un groupe identique du transducteur récepteur.

La tension électrique aux bornes du transducteur récepteur est proportionnelle au produit des groupes des transducteurs émetteur et récepteur. Cette tension est proportionnelle à $(Ngl)^2/2$.

Le rapport de la tension de sortie d'une ligne de structure 2 à celle d'une ligne de structure 1 est égal à D.

$$D = \frac{Ngl \cdot B}{3{,}54\ fo} = \frac{\sqrt{B.\ T}}{1{,}77 \cdot Q}$$

D est inversement proportionnel au facteur Q.

L'emploi de la structure 1 est préférable si D est inférieur à 1.

..... /

Exemples :

- ligne de type 1 :

T = 20 µs , B = 8 MHz , f_o = 30 MHz

$$N_{gl} = 95$$

$$1{,}77 \frac{f_o}{B} \simeq 7$$

pour Q = 1 :

$$D = \frac{95}{14} = 6{,}8, \text{ soit } 16{,}6 \text{ dB}$$

pour Q = 5 :

$$D = 1{,}36, \text{ soit } 2{,}6 \text{ dB}$$

La ligne de structure 2 a moins de pertes que celle de structure 1.

- Ligne de type 2 :

T = 25 µs , B = 1 MHz , f_o = 30 MHz

$$Ng = 300$$

$$1{,}77 \frac{f_o}{B} \simeq 53$$

pour Q = 1 :

$$D = \frac{300}{106} = 2{,}82, \text{ soit } 9{,}5 \text{ dB}$$

La ligne de structure 2 a moins de pertes que celle de structure 1.

pour Q = 15 :

$$D = 0{,}189, \text{ soit } -14{,}6 \text{ dB}$$

La ligne de structure 2 a plus de pertes que celle de structure 1.

- Exemples de calculs d'atténuation :

Le quartz est utilisé pour constituer le substrat piézoélectrique de ces lignes. L'impédance de charge des lignes est supposée très grande.

- Ligne de type 1 :

B = 8 MHz , T = 20 µs , BT = 160 , f_o = 30 MHz

- ligne de structure 1 à nombre maximal de dents :

$N_{ts} = 7$

Cps = 3,3 pF - valeur mesurée

..... /

R_{pe} = 840 Ω

ν = 1

k^2 = 0,0022

$$\left[\frac{Ue}{Us}\right]^2 = \frac{Rpe\ Cps\ \omega}{1,26\ k^2\ Nts} = 27$$

$$\frac{Ue}{Us} = 5,21, \text{ soit } 14,4 \text{ dB}$$

- Ligne de structure 1 à transducteur échantillonné avec un coefficient égal à 5 :

Nts = 7

Cps = 3,3 pF

R_{pe} = 20900 Ω

ν = 1

k^2 = 0,0022

$$\left[\frac{Ue}{Us}\right]^2 = 675$$

$$\frac{Ue}{Us} = 26, \text{ soit } 28,3 \text{ dB}$$

- Ligne de structure 2 à transducteur échantillonné avec un coefficient Q égal à 5 :

Nts = 120

Ngs = 13

Cps = 60 pF

R_{pe} = 42000 Ω

ν = 2

k^2 = 0,0022

$$\frac{Ue}{Us} = \left[\frac{\nu\ Nts\ Rpe\ Cps\ \omega}{1,26\ N^2_{gs}\ k^2}\right]^{1/2} = 468, \text{ soit } 53,4 \text{ dB}$$

- Ligne de type 2 :

B = 1 MHz , T = 25 µs , BT = 25 , f_o = 30 MHz

- ligne de structure 1 à transducteur échantillonné avec un coefficient égal à 15 :

Nts = 59

Cps = 23 pF

R_{pe} = 18900 Ω

..... /

$v = 1$

$k^2 = 0,002$

$\frac{Ue}{Us} = 22$, soit 27,8 dB

IV- 1- 2) Amplitude de la fonction de transfert et fluctuations de temps de transit :

Le transducteur récepteur est supposé avoir des dimensions suffisantes pour être excité pour toute l'onde élastique émise par chaque source élémentaire du transducteur d'entrée. Dans ce cas, la fonction de transfert de la ligne est égale ou produit des fonctions de transfert des transducteurs d'entrée et de sortie.

La forme de l'amplitude de la fonction de transfert d'une ligne de structure 1 est pratiquement celle du transducteur dispersif. La fonction de transfert d'un transducteur à pas constant de N dents a pour expression :

$$A \frac{\sin\left[\frac{\pi}{2}\left(N-1\right)\left(\frac{f-f_o}{f_o}\right)\right]}{\sin\left(\frac{\pi}{2}\frac{f-f_o}{f_o}\right)}$$ (voir annexe VII- 4)

Pour une fréquence voisine de f_o, la réponse en fréquence a pratiquement une forme en sin x/x. La largeur relative de la bande passante à 3 dB est égale à 1,77/(N-1). La valeur de N est déterminée de telle façon que la fonction de transfert du transducteur dispersif ne soit pas altérée.

De plus un transducteur présentant un axe de symétrie, comme un peigne à pas constant, n'a pas de fluctuations de temps de transit.

La fonction de transfert d'une ligne dispersive de structure 1 a pratiquement des propriétés identiques à celles du transducteur dispersif.

Dans le cas d'une ligne de structure 2, composée de deux transducteurs dont la durée de la réponse impulsionnelle est T/2, l'amplitude de la fonction de transfer est égale au carré de la réponse en fréquence d'un transducteur. La réponse en fréquence de la ligne présente donc une modulation importante due aux effets de bords.

Si la fréquence instantanée de la réponse impulsionnelle d'un transducteur est une fonction linéaire de la fréquence, la valeur moyenne de l'amplitude de la réponse en fréquence est une fonction linéaire du carré de la fréquence.

..... /

Les fluctuations de temps de transit d'une ligne de structure 2 sont égales au double de celles d'un seul transducteur. Elles sont donc $\sqrt{2}$ fois plus grandes que celles d'une ligne de structure 1 à caractéristique fréquence temps linéaire.

IV- 2) REPONSE IMPULSIONNELLE

Pour une ligne de structure 1, la réponse impulsionnelle de la ligne et celle du transducteur dispersif sont peu différentes puisque le peigne à pas constant est dimensionné pour ne pas altérer les propriétés du transducteur dispersif.

La forme de la réponse impulsionnelle d'une ligne de structure 2 est égale à la convolution des réponses impulsionnelles des transducteurs émetteurs et récepteurs.

La réponse impulsionnelle $U_1(t)$ d'un transducteur émetteur est supposée de forme rectangulaire. Celle du transducteur récépteur est $U_2(t)$. La réponse impulsionnelle de la ligne est :

$$h(t) = U_1(t) * U_2(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} U_1(\tau') \cdot U_2(t - \tau')\, d\tau'$$

La caractéristique de la fréquence temps est linéaire.

$$f = f_o + rt \; ; \qquad \frac{\Phi}{2\pi} = f_o t + \frac{1}{2} r t^2$$

$$U_1(\tau') = \text{Rect}\left(\frac{\tau'}{T_1}\right) \exp\left[j\, 2\pi\, (f_o \tau' + 1/2\, r \tau'^2)\right]$$

$$U_2(t - \tau') = \text{Rect}\left(\frac{t-\tau'}{T_1}\right) \exp\left[j\, 2\pi\, (f_o(t - \tau') + 1/2\, r\, (t - \tau')^2)\right.$$

$$\text{Rect}\left(\frac{\tau'}{T_1}\right) = 1 \text{ pour } -T_1/2 \leq \tau' \leq T_1/2$$

$$\text{Rect}\left(\frac{\tau'}{T_1}\right) = 0 \text{ ailleurs.}$$

T_1 est la durée de la réponse impulsionnelle d'un transducteur. ($T_1 = T/2$)
Elle est égale à la longueur de celui-ci, divisée par la vitesse de propagation.

$$U_1(t) * U_2(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \text{Rect}\left(\frac{\tau'}{T_1}\right) \cdot \text{Rect}\left(\frac{t-\tau'}{T_1}\right) \exp j2\pi\left[f_o\tau' + \frac{1}{2}r\tau'^2 + f_o(t-\tau') + \frac{1}{2}r(t-\tau')^2\right] d\tau'$$

..... /

$$U_1(t) * U_2(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} A \exp\, j2\pi\left[r\tau'^2 + (f_o - r\tau')t + \frac{1}{2} rt^2\right] d\tau'$$

$$U_1(t) * U_2(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} A \exp(j2\pi(f_o t + \tfrac{1}{2}rt^2)).\exp(j2\pi(r\tau'^2 - rt\tau'))d\tau'$$

avec $A = \text{Rect}\left(\frac{\tau'}{T_1}\right) . \text{Rect}\left(\frac{t-\tau'}{T_1}\right)$

$$r\,\tau'^2 - r\,t\tau' = r\,(\tau' - t/2)^2 - \frac{1}{4} r\,t^2$$

$$h(t) = \exp\, j\,2\pi(f_o t + \frac{rt^2}{4}) \int_{-\infty}^{+\infty} A \exp(j2\pi r(\tau' - \frac{t}{2})^2) d\tau'$$

On pose $Y = 2\sqrt{r}\,(\tau' - t/2)$ $\quad dY = 2\sqrt{r}\, d\tau'$

$$B = \exp\, j\,2\pi(f_o t + \frac{1}{4} rt^2)$$

$$h(t) = \frac{B}{2\sqrt{r}} \int_{-\infty}^{+\infty} A \exp(j\pi \frac{Y^2}{2}) \, dY$$

soit :

$$C_1 = \int_o^{Y_1} \cos(\frac{\pi}{2} Y^2)\, dY$$

$$S_1 = \int_o^{Y_1} \sin(\frac{\pi}{2} Y^2)\, dY$$

$$C_2 = \int_o^{Y_2} \cos(\frac{\pi}{2} Y^2)\, dY$$

$$S_2 = \int_o^{Y_2} \sin(\frac{\pi}{2} Y^2)\, dY$$

Intégrales de FRESNEL

Comme :

$$\text{Rect}\left(\frac{\tau'}{T_1}\right) = 1 \quad \text{si } -T_1/2 \leq \tau' \leq T_1/2$$

$$\text{Rect}\left(\frac{t-\tau'}{T_1}\right) = 1 \quad \text{si } t - T_1/2 \leq \tau' \leq t + T_1/2$$

$$A = \text{Rect}\left(\frac{\tau'}{T_1}\right) \cdot \text{Rect}\left(\frac{t-\tau'}{T_1}\right) = 1 \quad \text{pour} \begin{cases} t - T_1/2 \leq \tau' \leq T_1/2 \text{ et } t \geq 0 \\ -T_1/2 \leq \tau' \leq t + T_1/2 \text{ et } t \leq \end{cases}$$

$$Y_1 = \sqrt{r}\,(T_1 - |t|\,) \; ; \; Y_2 = -Y_1$$

..... /

$$h(t) = \frac{B}{2\sqrt{r}}\left(\int_0^{Y_1} \exp\left(j\,\frac{\pi}{2}\,Y^2\right)dY \quad - \int_0^{Y_2} \exp\left(j\,\frac{\pi}{2}\,Y^2\right)dY\right)$$

$$|h(t)| = \frac{1}{2\sqrt{r}}\left[(C_1 - C_2)^2 + (S_1 - S_2)^2\right]^{1/2}$$

$$|h(t)| = \frac{1}{\sqrt{r}}\left(C_1^2 + S_1^2\right)^{1/2}$$

puisque $Y_2 = -Y_1$; $C_2 = -C_1$ et $S_2 = -S_1$

La réponse impulsionnelle a un spectre égal au carré de la fonction de transfert d'un seul transducteur et présente une modulation d'amplitude conséquence des effets de bords. En effet, l'amplitude de la fonction de transfert présente une modulation de même période que celle d'un transducteur unique et les fluctuations de temps de transit correspondantes sont le double de celles d'un transducteur. La modulation d'amplitude de la réponse impulsionnelle h(t) de la ligne, causée par la modulation d'amplitude de la fonction de transfert, ne peut plus être "comblée", comme c'est le cas pour un unique transducteur, par l'existence des fluctuations de temps de transit qui sont trop élevées. La modulation d'amplitude de la fonction de transfert produit une ondulation de BT/8 périodes. Les fluctuations de temps de transit sont aussi la cause d'une modulation de BT/8 périodes. L'amplitude de la réponse impulsionnelle est modulée par BT/4 périodes environ.

La forme de l'enveloppe de la réponse impulsionnelle d'une ligne de structure 2 à retard fonction linéaire de la fréquence, composée de deux transducteurs de 8 MHz de bande et 10 µs de durée de réponse impulsionnelle, a été tracée sur la figure 31.

Une ligne de structure 2 n'est jamais un filtre parfaitement adapté au signal émis. Cependant, pour les grands produits BT, elle peut être considérée comme un filtre pratiquement adapté.

IV- 3) IMPULSION COMPRIMEE

L'enveloppe de la réponse impulsionnelle d'une ligne à ondes de RAYLEIGH peut être très voisine de celle de l'impulsion longue à l'émission. Une ligne dispersive à ondes de RAYLEIGH peut être pratiquement considérée comme un filtre "adapté" à l'impulsion obtenue après inversion du spectre de l'impulsion longue émise.

..... /

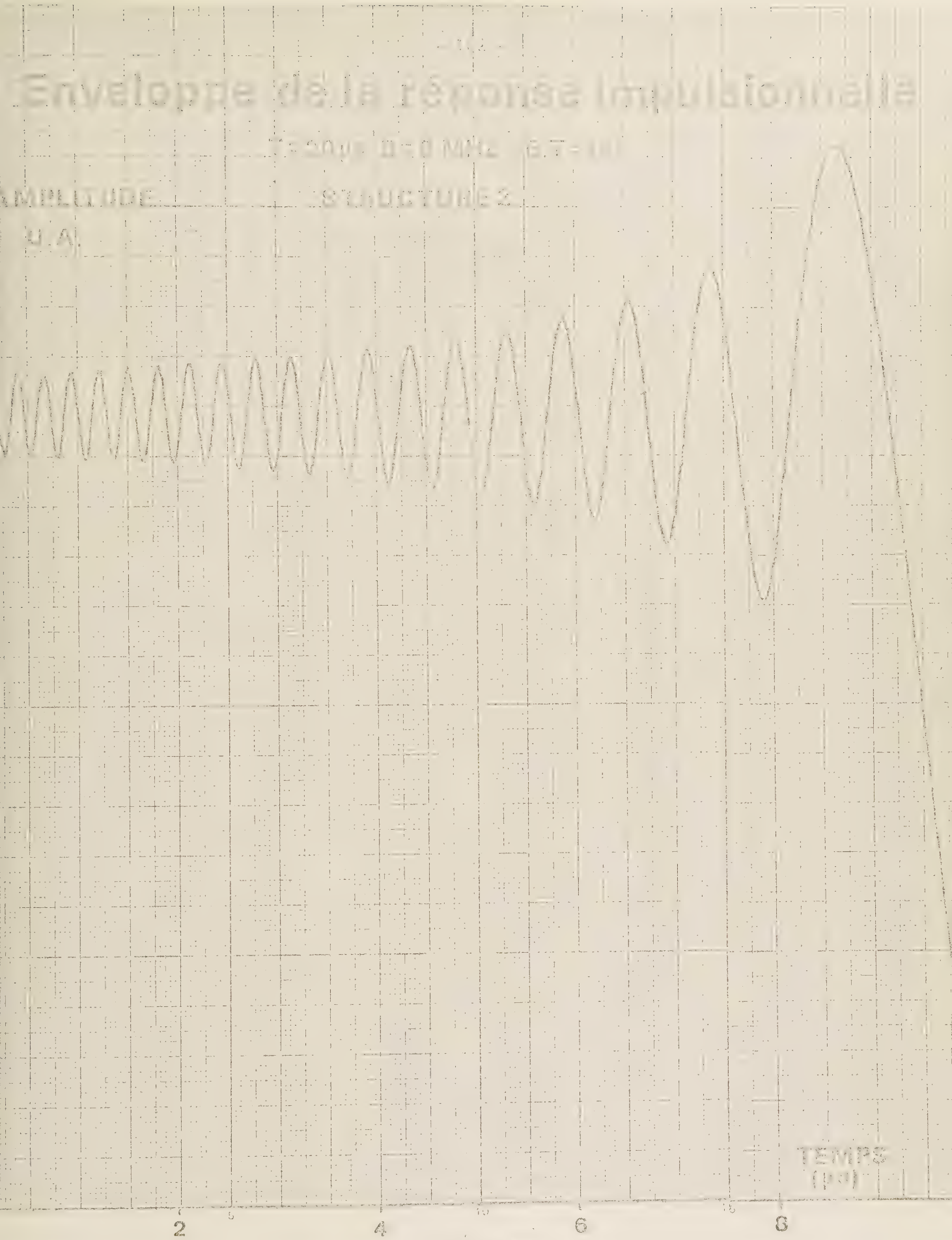

Enveloppe de la réponse impulsionnelle
AMPLITUDE
(U.A)
STRUCTURE 2
TEMPS
(µs)
2
4
6
8

Fig:31

L'enveloppe de l'impulsion comprimée e(t) à la sortie du filtre est égale à la transformée de FOURIER du produit de la fonction de transfert de la ligne par le spectre du signal appliqué.

Pour un filtre adapté au signal, la fonction de transfert est égal au spectre conjugué du signal U(f)

$$e(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |U(f)|^2 \exp(j2\pi ft)$$

L'impulsion e (t) ne présente pas de modulation de fréquence.

IV- 3- 1) Caractéristique fréquence temps linéaire :

L'expression de l'enveloppe de l'impulsion comprimée est la suivante (9) :

$$e(t) = \left(1 - \frac{|t|}{T}\right) \frac{\sin\left[\pi(rt - \Delta f_d)(T - |t|)\right]}{\pi(rt - \Delta f_d)(T - |t|)}$$

Δf_d est le déplacement de fréquence dû à l'effet DOPPLER.

$$\Delta f_d = \frac{2 V_R}{\lambda_o}$$

V_R = vitesse radiale relative

λ_o = longueur d'onde d'émission du radar.

Exemple :

V_R = 1000 m/s

Δf_d = 66 KHz

λ_o = 3 cm

Les formes des impulsions comprimées sans effet DOPPLER sont tracées pour des lignes de types 1 et 2.

- ligne de type 1 :

Les figures 32 et 33 représentent l'amplitude normalisée de l'impulsion comprimée pour une durée d'impulsion longue de 20 µs et une bande passante de 8 Mhz. La largeur à 3 dB de l'impulsion est de 110 ns. Le niveau des lobes secondaires est de - 13,3 dB en dessous de celui du pic central.

..... /

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD LINEAIRE

impulsion comprimée

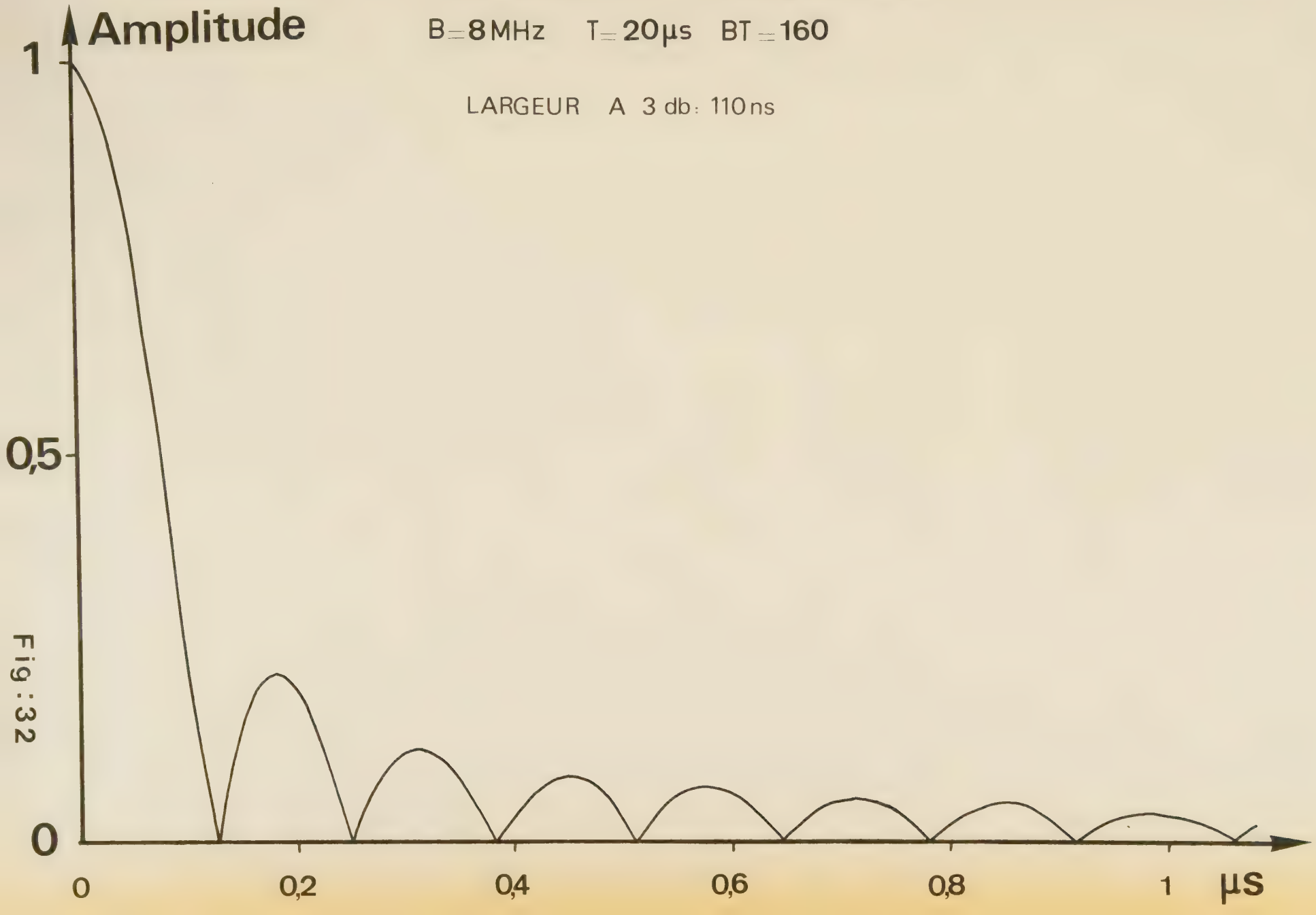


Fig : 32

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD LINEAIRE

amplitude normalisée de l'impulsion comprimée

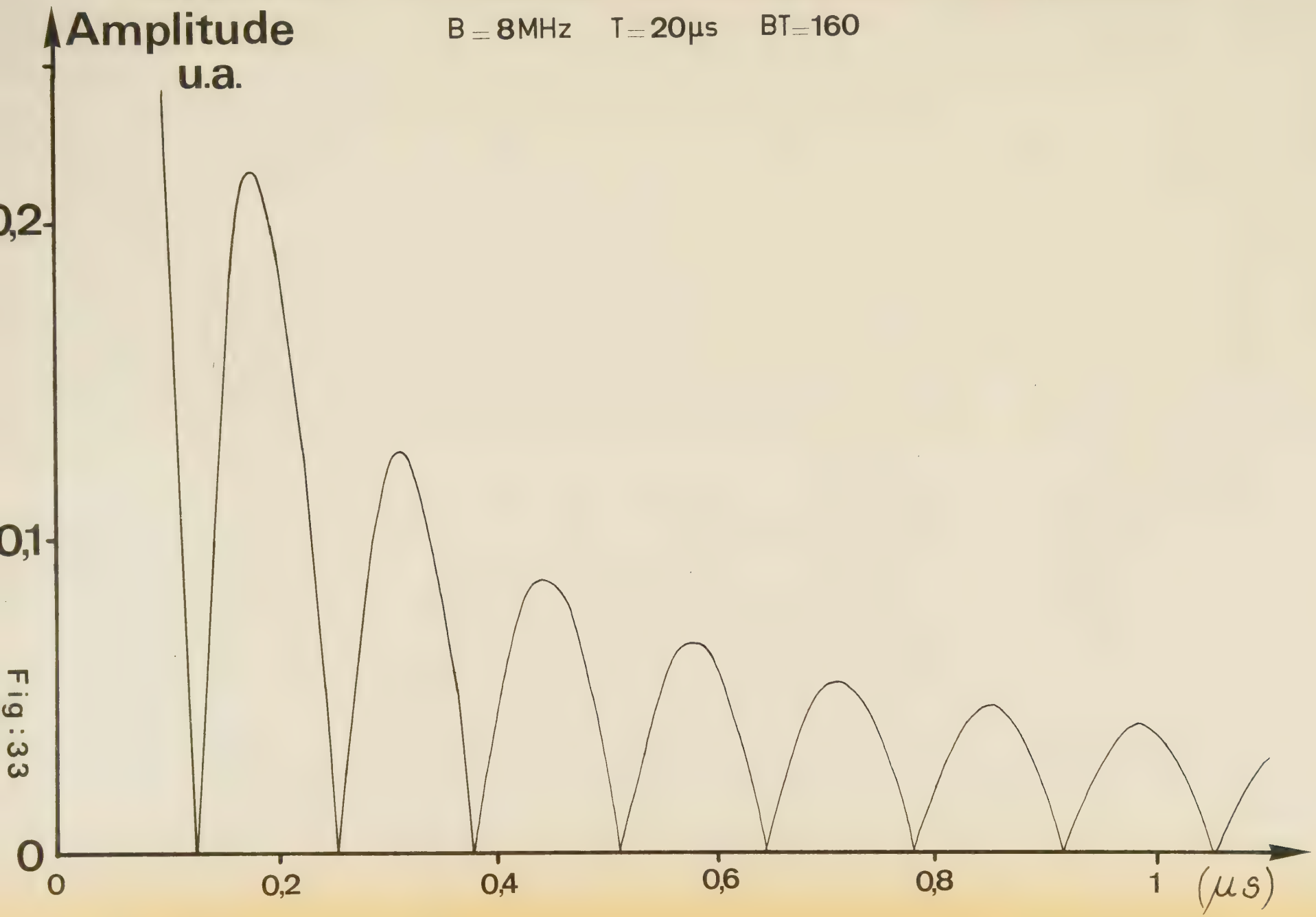


Fig : 33

- Ligne de type 2 :

L'amplitude normalisée de l'impulsion comprimée est représentée sur la figure 34. La largeur à 3 dB de cette impulsion est de 880 ns. Le niveau des lobes secondaires est de - 13 dB environ en-dessous de celui du pic principal.

IV- 3- 2) Caractéristique fréquence temps non linéaire -(courbe en "S")- :

La fréquence instantanée de la réponse impulsionnelle de la ligne est fonction du temps t :

$$t = \frac{T}{2} + \frac{(f-fo)}{B} T + \frac{T}{2\pi}\left(\frac{1-K}{1+K}\right) \sin\left(2\pi\left(\frac{f-fo}{B}\right)\right)$$

T = durée de l'impulsion longue

B = excursion en fréquence

K = coefficient inférieur à 1.

La fonction de transfert de la ligne est identique à celle du transducteur dont les propriétés ont été étudiées dans le paragraphe III- 2- 2.

Les formes e(t) des impulsions comprimées sont déterminées avec les hypothèses du principe de la phase stationnaire, puis ensuite pour le cas réel en tenant compte des effets de bords.

- Impulsion comprimée calculée avec les hypothèses du principe de la phase stationnaire :

Le spectre de la réponse impulsionnelle de la ligne est U (f). L'équation suivante a été démontrée précédemment :

$$|U(f)|^2 = a^2 \frac{T}{B}\left(\frac{1-K}{1+K}\right)\left(\frac{1+K}{1-K} + \cos\left(2\pi\frac{f-fo}{B}\right)\right)$$

$$e(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} |U(f)|^2 \exp(j2\pi ft)\, df$$

$$e(t) = a^2 \frac{T}{B}\left(\frac{1-K}{1+K}\right)\int_{-\infty}^{+\infty}\left[\frac{1+K}{1-K} + \cos\left(2\pi\frac{f-fo}{B}\right)\right]\exp(j2\pi ft)\, df$$

L'expression de e(t) pour le domaine des fréquences positives est :

$$e(t) = I \exp(j2\pi f_o t)\int_{-B/2}^{+B/2}\left[\frac{1+K}{1-K} + \cos\left(2\pi\frac{f-f_o}{B}\right)\right]\exp(j2\pi(f-f_o)t)\, d(f-f_o)$$

avec $I = a^2 \frac{T}{B}\frac{1-K}{1+K}$

f - fo est la variable.

..... /

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD LINEAIRE

impulsion comprimée

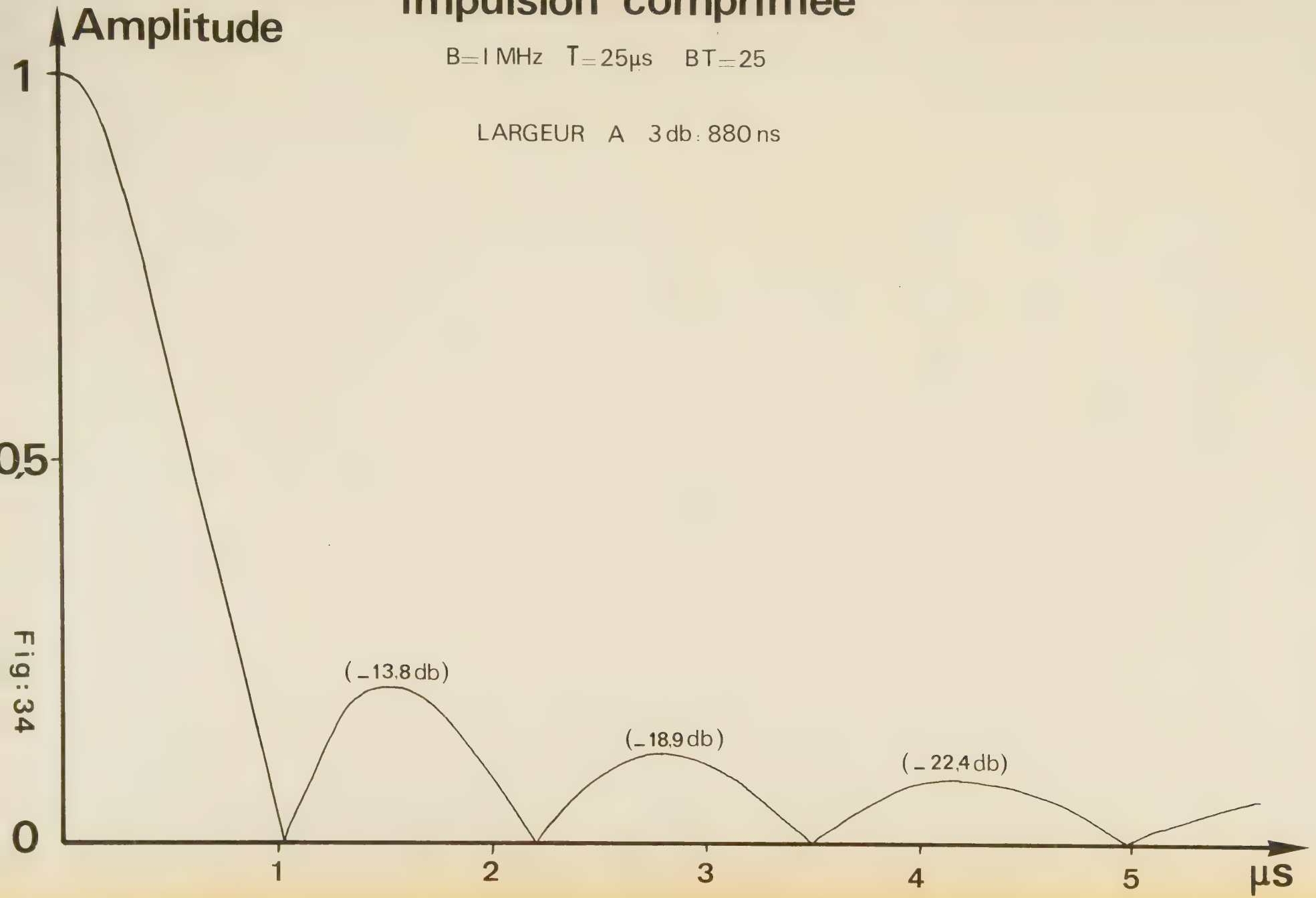


Fig : 34

Tous calculs faits, l'expression du terme E(t) proportionnel à l'enveloppe de l'impulsion comprimée est :

$$E(t) = \frac{[illegible]}{\pi} \ [illegible] \left[[illegible] \right] [illegible]$$

$t = 0 \qquad E(0) = a^2 \, T$

$t = \frac{m}{B} \qquad E\left(\frac{m}{B}\right) = 0 \qquad$ m : nombre entier différent de 1

$$t = \psi / B \qquad E(\psi) = \frac{[illegible]}{\pi} \ [illegible] \left[[illegible] \, \frac{[illegible]}{\psi} - \frac{\psi}{\psi^2 \ [illegible]} \right] [illegible] (\psi \pi)$$

L'amplitude normalisée $E(\psi)/E(0)$ de l'enveloppe de l'impulsion comprimée ne dépend que du paramètre K et de la variable ψ .

L'enveloppe de l'impulsion comprimée de la ligne type 4 (B = 6 MHz, T = 15 µs) est tracée en amplitude normalisée sur la courbe de la figure 35. La valeur du coefficient K est 0,23. Le niveau du lobe secondaire le plus important est de 29,7 dB en-dessous de celui du pic principal. La largeur à 3 dB de l'impulsion comprimée est de 190 ns. L'effet DOPPLER est supposé nul.

Les amplitudes normalisées des lobes secondaires des impulsions comprimées obtenues avec des lignes de type 4 pour des valeurs du paramètre K comprises entre 0,1 et 0,3 sont dessinées sur la figure 36. La courbe du niveau relatif exprimée en dB des lobes secondaires les plus importants en fonction de K est représentée sur la figure 37. L'amplitude normalisée de l'enveloppe de l'impulsion comprimée ne dépendant que de K, cette courbe est valable pour toutes les lignes dans la mesure où les effets de diffraction de FRESNEL sont négligeables, (hypothèse du principe de phase stationnaire). Le niveau des lobes secondaires décroît de - 26,8 à - 40 dB pour K variant de 0,3 à 0,1.

Les courbes de la figure 38 représentent l'enveloppe normalisée de l'impulsion comprimée de la ligne de type 5 (B = 1 MHz, T = 25 µs). La variation DOPPLER de fréquence est nulle. La largeur à 3 dB de l'impulsion comprimée est de 1,145 µs. K étant égale à 0,23, les niveaux des lobes secondaires sont au maximum de - 29,7 dB au-dessous de celui de l'impulsion principale.

Le spectre de l'impulsion comprimée a une forme générale en C + D cos Y. Cette forme est identique à celle, couramment utilisée, de la réponse en fréquence du filtre pondérateur des lobes secondaires de l'impulsion comprimée. Ces filtres à temps de transit invariable avec la fréquence sont disposés en série avec une

.... /

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD EN "S"

impulsion comprimée

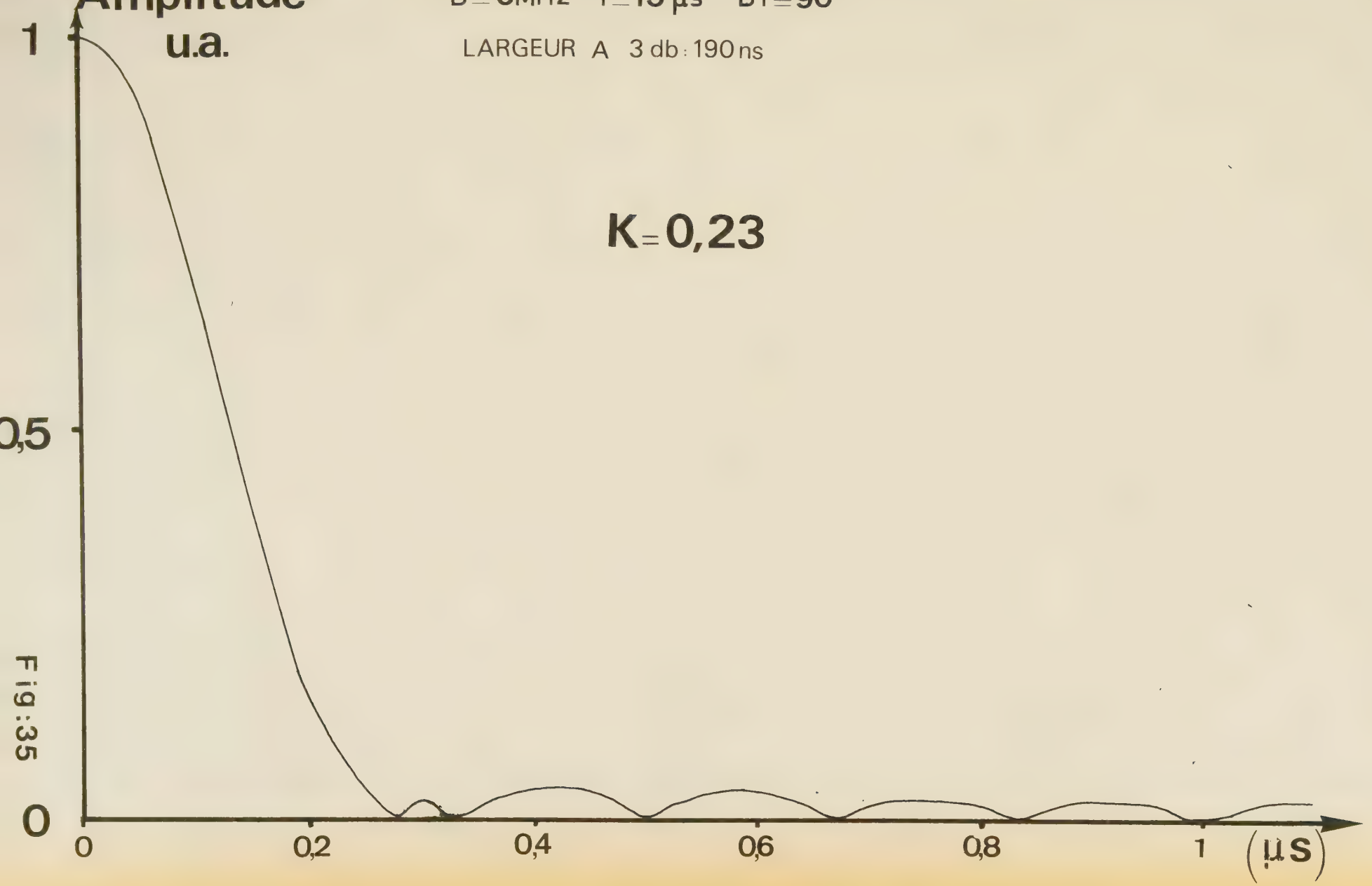
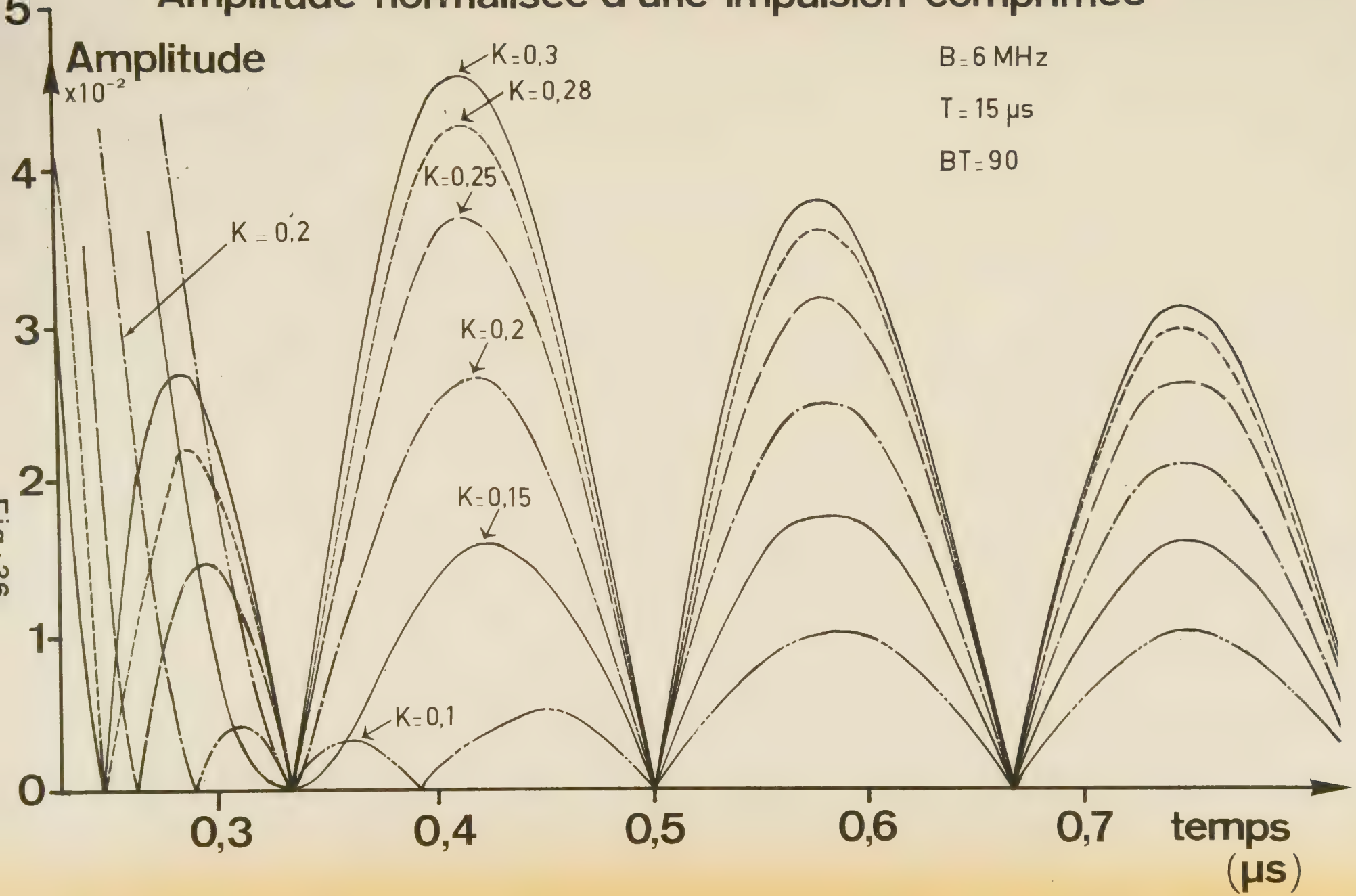


Fig:35

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD EN "S"

Amplitude normalisée d'une impulsion comprimée



LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD EN "S"

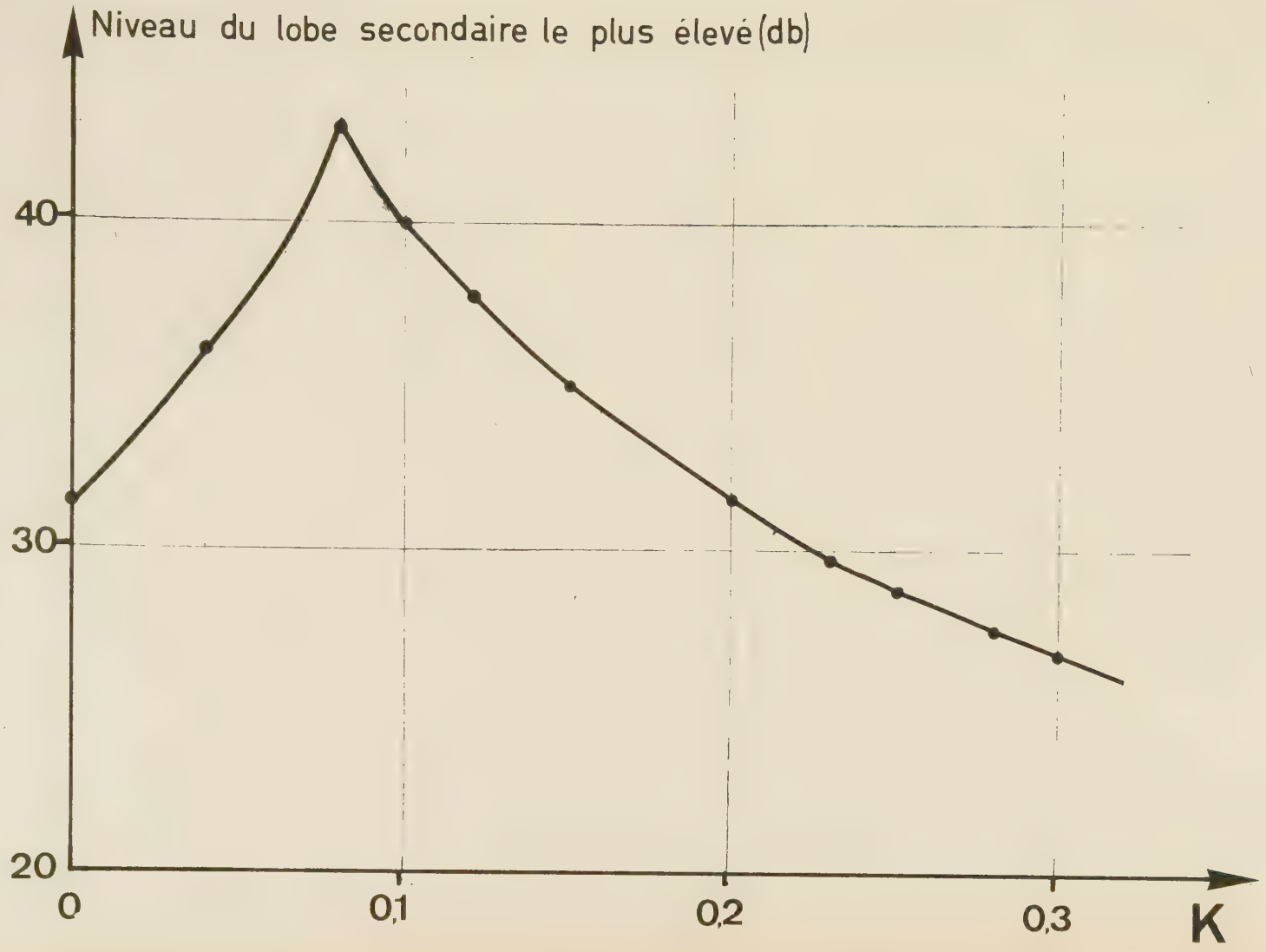


Fig: 37

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE [illegible]

impulsion comprimée

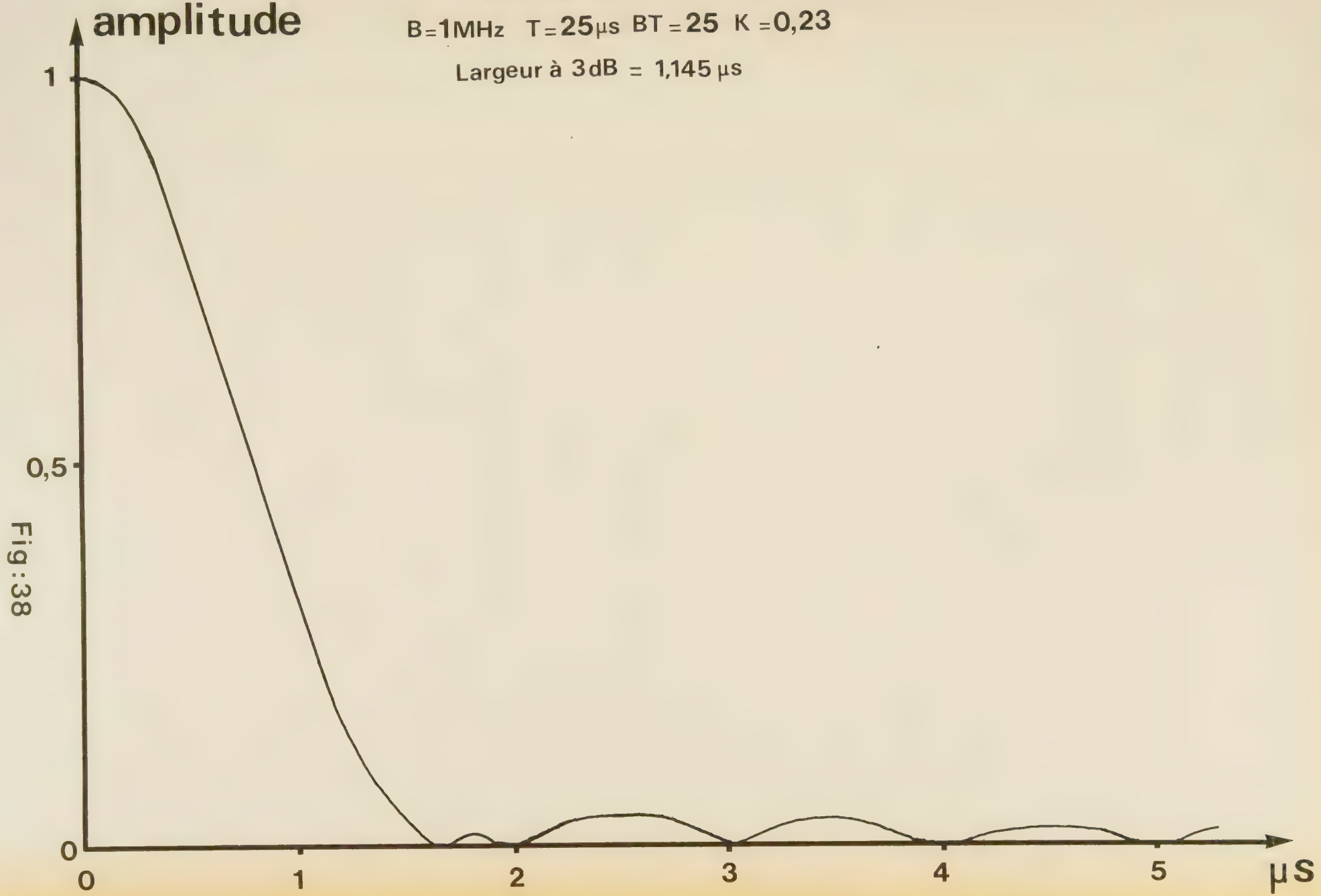


Fig:38

ligne de compression à caractéristique fréquence temps linéaire. Les formes des impulsions comprimées obtenues dans ce cas ont été étudiées par TEMES (15) en fonction des valeurs du paramètre C, D étant égal à 1 - C.

La loi de pondération de HAMMING correspond au cas où C est égal à 0,54 (K = 0,46) .

Une ligne à caractéristique fréquence temps non linéaire étant un filtre adapté, la modulation de phase du signal d'entrée est "effacée" par la ligne et uniquement la forme de l'amplitude de la fonction de transfert définit l'enveloppe de l'impulsion comprimée (16).

Les enveloppes des impulsions comprimées ont été aussi calculées en tenant compte du phénomène de diffraction .
La réponse impulsionnelle normalisée de la ligne sous forme complexe est égale à h(t)

$$h(t) = \mathrm{Rect}\left(\frac{t}{T}\right) \cdot \exp(j\,\Phi_h(t))$$

$$\mathrm{Rect}\left(\frac{t}{T}\right) = 1 \text{ si } -T/2 \leq t \leq T/2$$

$$= 0 \text{ ailleurs.}$$

L'enveloppe de la réponse impulsionnelle est rectangulaire.
Le signal qui doit être comprimé a pour expression complexe normalisée :

$$s(t) = \mathrm{Rect}\left(\frac{t}{T}\right) \cdot \exp(j\,\Phi_s(t))$$

L'expression normalisée de l'impulsion comprimée est e(t) :

$$e(t) = h(t) * s(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau') \cdot s(t - \tau')\, d\tau'$$

Le filtre est supposé adapté au signal

$$h(t) = s^{*}(-t) \qquad \Phi_h(t) = -\Phi_s(-t) = \Phi(t)$$

$$e(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \mathrm{Rect}\left(\frac{\tau'}{T}\right) \cdot \mathrm{Rect}\left(\frac{\tau' - t}{T}\right) \exp(j[\Phi(\tau') - \Phi(\tau' - t)])\, d\tau'$$

Pour chaque valeur du temps t, la fonction e(t) est calculée en intégrant par la méthode des rectangles la partie commune des fonctions h (τ') et $h^{*}(\tau' - t)$

..... /

pour $t \leq 0$ $\quad -T/2 \leq \tau' \leq t + T/2$

pour $t \geq 0$ [illegible]

L'expression du déphasage Φ doit être connue en fonction du temps. L'expression de Φ en fonction de la fréquence f est :

$$\Phi = \pi \frac{1}{B} f'' + 2\pi \frac{}{B} \left[\frac{}{2} - f \sin(2\pi \frac{}{B}) + \frac{}{4\pi} \cos(2\pi \frac{}{B}) \right]$$

Le temps et la fréquence sont reliés par l'équation suivante :

$$t = \frac{T}{B} (f - fo) + \frac{1 - K}{1 + K} \frac{T}{2\pi} \sin (2\pi \frac{f - fo}{B})$$

si v est considéré comme la variable

$$v = \frac{f - fo}{B}$$

$$t/T = v + \frac{1}{2\pi} \frac{1 - K}{1 + K} \sin (2\pi v)$$

$$\frac{d(t/T)}{dv} = 1 + \frac{1 - k}{1 + K} \cos (2\pi v) = M$$

Une valeur approchée de la valeur de $f + \Delta f$ correspondant à un temps $t + \Delta t$ est déterminée en calculant la valeur de f à l'instant t à l'aide de la relation suivante :

$$v_{t+\Delta t} = v_t + \frac{\Delta t}{T}$$

Pour chaque fréquence, la valeur de Φ est calculée.

Finalement, un programme de calcul rédigé en langage FORTRAN est employé pour tracer l'enveloppe de l'impulsion comprimée en fonction du temps en tenant compte des effets de bords. La durée de l'impulsion comprimée est alors 2 T. La courbe de la figure 39 représente les enveloppes des impulsions comprimées pour la ligne de type 4 (K = 0,23). La période des zéros est fonction du temps. Elle est constante et égale à 1/B dans l'hypothèse de la phase stationnaire. Le niveau du lobe secondaire le plus important est de - 29,1 dB en-dessous de celui du pic principal. Ce niveau est de 29,7 dB pour l'impulsion comprimée obtenue en négligeant les effets de bords. L'enveloppe de l'impulsion comprimée d'une ligne de type 5 (B = 1 MHz, T = 25 µs, K = 0,23) calculée en tenant

..... /

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD EN "S" :

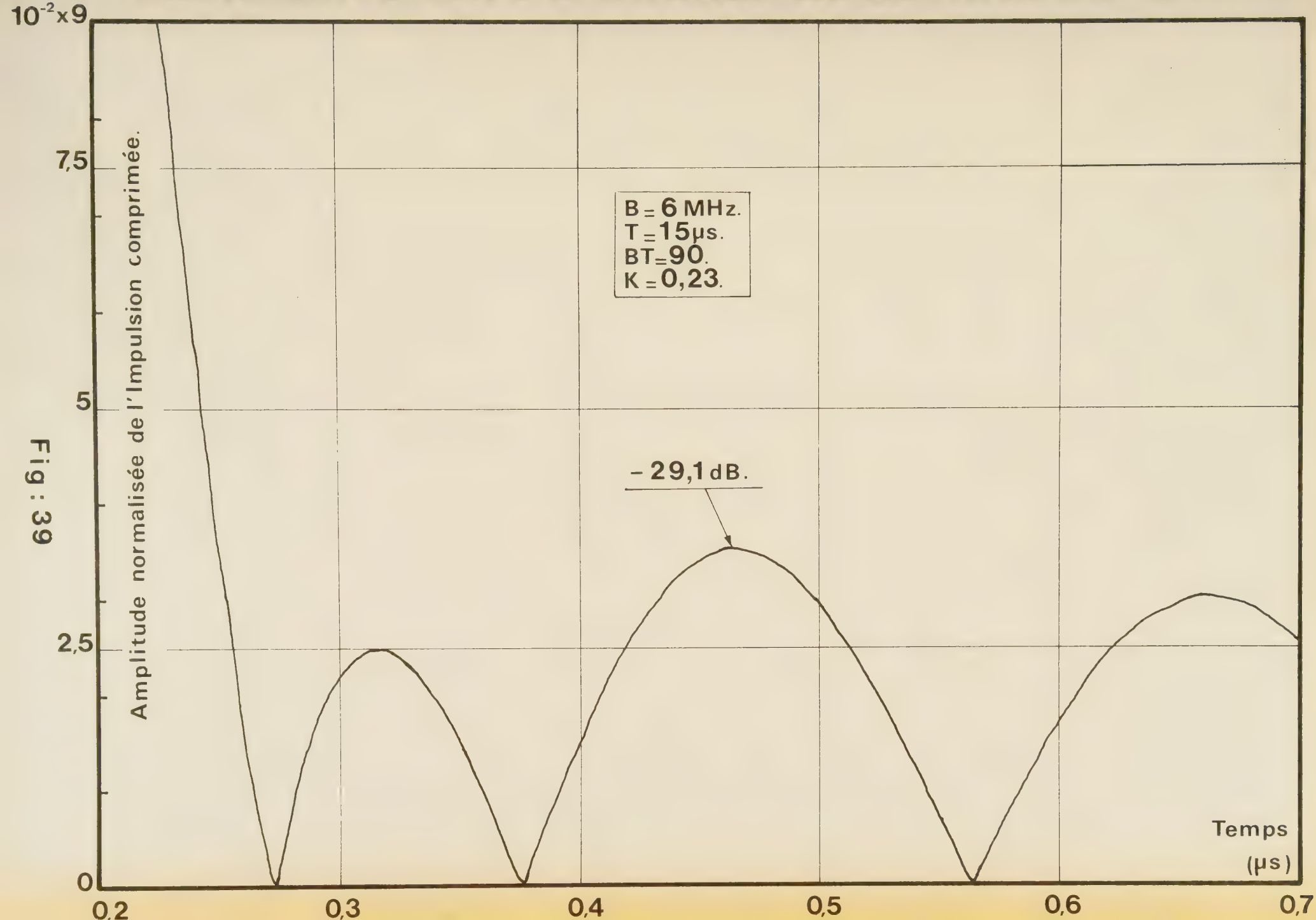


Fig : 39

compte des effets de bords est représentée sur la figure 40. Le niveau du lobe secondaire le plus important est de - 24,8 dB au-dessous de celui du pic principal. Ce niveau calculé avec les hypothèses de la phase stationnaire est de - 29,7 dB. Les enveloppes de l'impulsion comprimée ont été tracées pour différentes valeurs du coefficient K. Les niveaux relatifs maximaux L des lobes secondaires sont les suivants :

K = 0,1 L = - 23,7 dB

K = 0,16 L = - 24,8 dB

K = 0,19 L = - 24,6 dB

K = 0,23 L = - 24,8 dB

K = 0,28 L = - 24,3 dB.

La valeur optimale de K est voisine de 0,2. Le niveau minimum des lobes secondaires les plus importants est de 24,8 dB environ

Le produit BT étant relativement faible (25), les effets de la diffraction sont beaucoup plus importants pour la ligne de type 5 que pour la ligne de type 4 (BT : 90).

Ces effets sont très prononcés pour une ligne type 6 à faible taux de compression dont les caractéristiques sont les suivantes :

$$B = 2\ \text{MHz},\ T = 5{,}5\ \mu s,\ BT = 11,\ f_c = 30\ \text{MHz},\ K = 0{,}28$$

La courbe obtenue est représentée sur la figure 41. Le niveau du lobe secondaire le plus important est de - 20,9 dB au-dessous du pic principal. Avec les hypothèses du principe de la phase stationnaire, le niveau est de - 27,5 dB au-dessous du pic central.

IV- 3- 3) <u>Limite inférieure du niveau des lobes secondaires</u> :

Une limite inférieure du niveau des lobes secondaires de l'impulsion comprimée existe à cause de la modulation d'amplitude de la fonction de transfert. Cette modulation est la conséquence des effets de bords. La modulation au voisinage de la fréquence centrale détermine cette limite inférieure. En effet, l'amplitude de la modulation est très diminuée par suite de la pondération pour des fréquences proches des limites de la bande. La période en fréquence de cette ondulation pratiquement sinusoïdale dans la région centrale est 2/T comme pour les fluctuations de temps de transit. Son amplitude relative est peu différente de $(2\sqrt{BT})^{-1}$ pour une ligne à caractéristique linéaire.

H(f) est l'amplitude de la réponse en fréquence :

$$H(f) = H_0(f)\left[1 + \frac{1}{\sqrt{[illegible]}} \cos\left(\pi\ [illegible]\ (f - f_0)\ [illegible]\right)\right]$$

...../

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD EN "S".

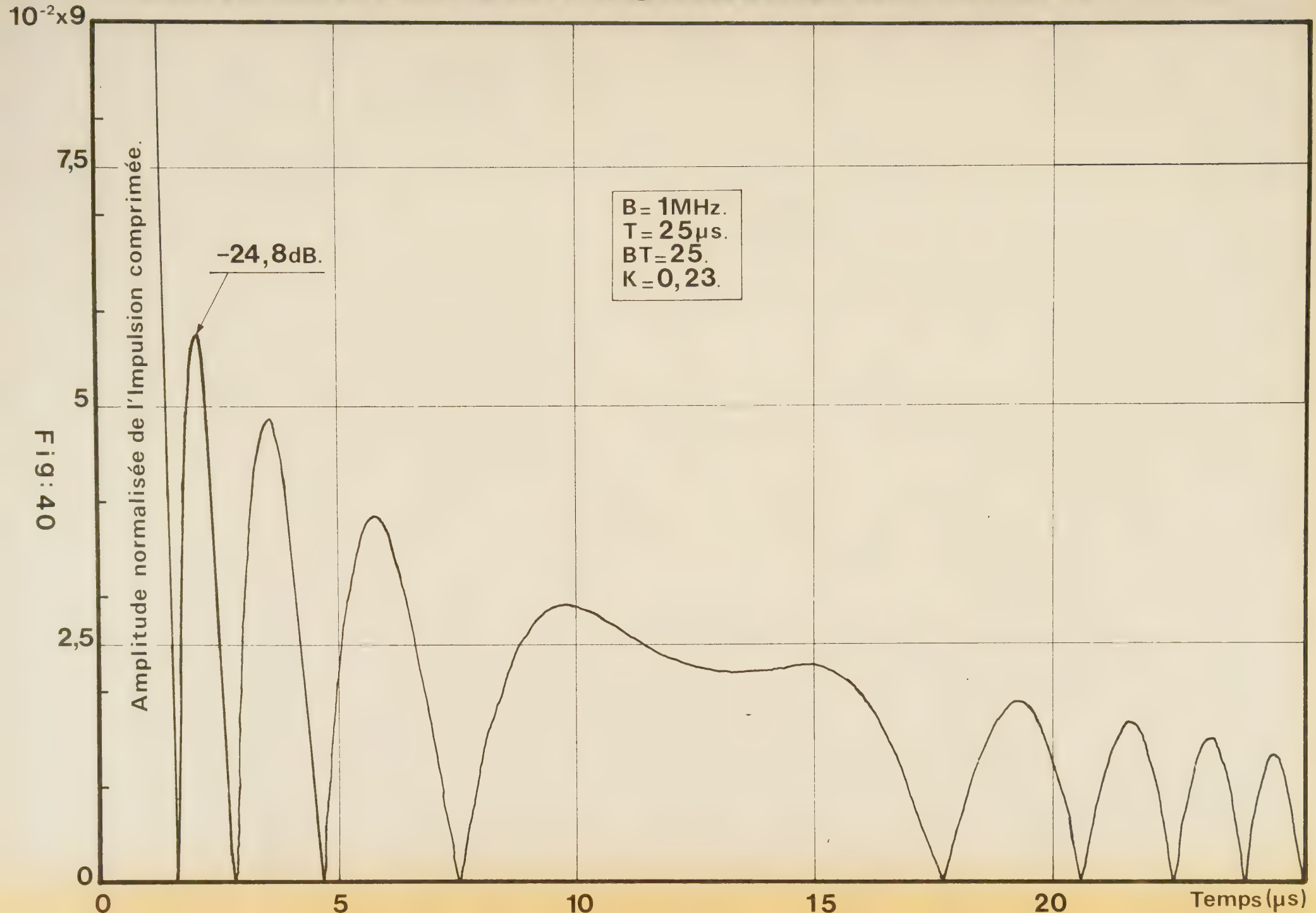


Fig: 40

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD EN "S".

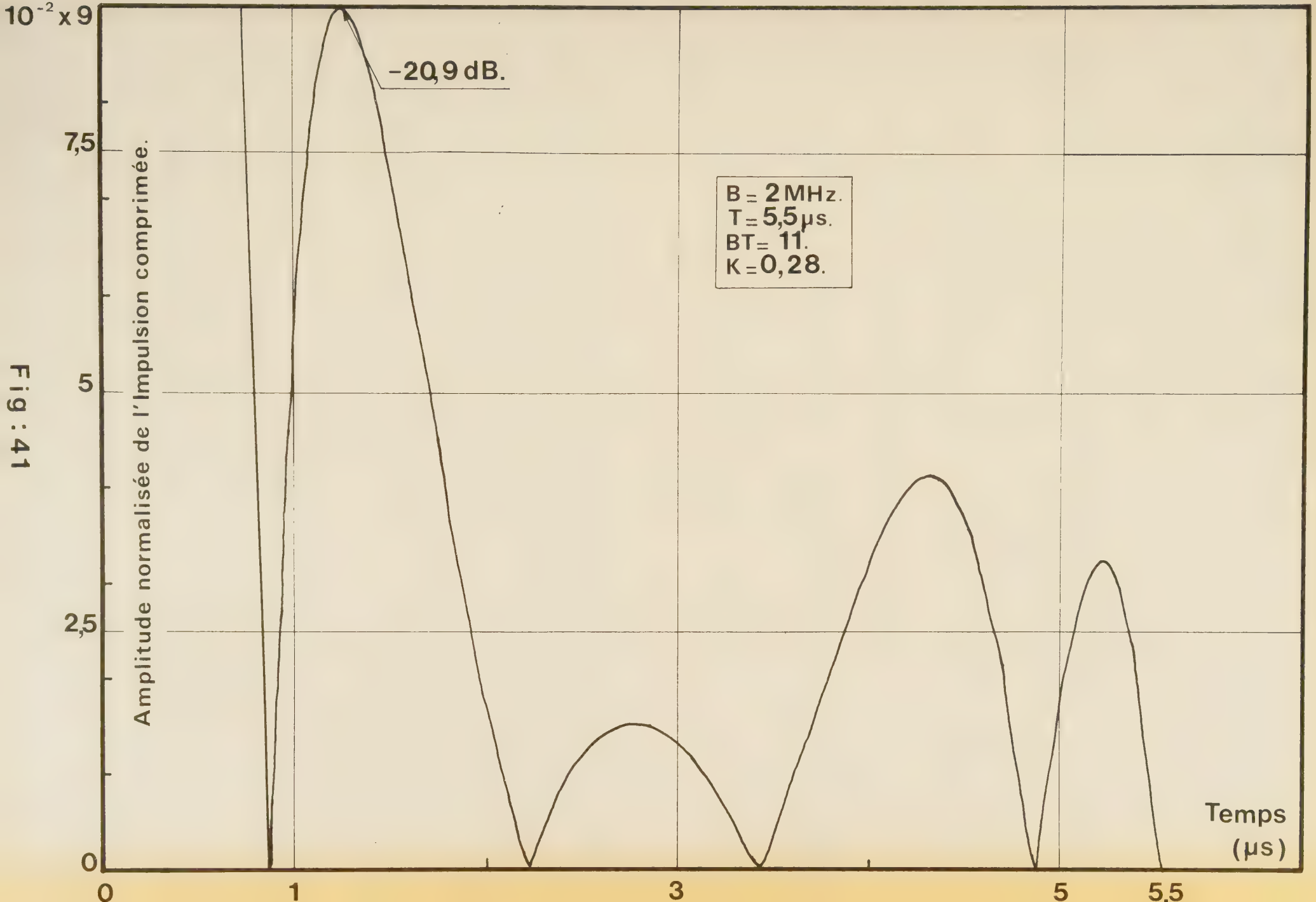


Fig : 41

Le spectre du signal d'entrée est S(f). Les fluctuations de retard des composantes spectrales et de temps de transit de la ligne pondérée se compensent pratiquement au voisinage de la fréquence centrale. L'impulsion comprimée est e(t) :

$$e(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} S(f) \cdot H(f) \exp(j\,2\pi ft)\, df$$

S(f) présente aussi une modulation d'amplitude pratiquement identique dans la région centrale à celle de H(f) :

$$S(f) = S_o(f)\left[1 + \frac{1}{2\sqrt{BT}} \cos\left(2\pi \frac{T}{2}(f - f_o)\right)\right]$$

$$S(f)\,H(f) \simeq S_o(f).H_o(f)\left[1 + \frac{1}{\sqrt{BT}}\cos\left(2\pi\frac{T}{2}(f-f_o)\right) + \frac{1}{4BT}\cos^2\left(2\pi\frac{T}{2}(f-f_o)\right)\right]$$

Le terme en $\cos^2 x$ est négligeable devant celui en cos x :

$$e(t) \simeq \int_{-\infty}^{+\infty} S_o(f).H_o(f)\exp(j2\pi ft)\,df + \frac{1}{2\sqrt{BT}}\int_{-\infty}^{+\infty} S_o(f).H_o(f)\exp\left[j2\pi f(t+\frac{T}{2}) - f_o\frac{T}{2}\right]df$$

$$+ \frac{1}{2\sqrt{BT}}\int_{-\infty}^{+\infty} S_o(f).H_o(f)\exp\left[j2\pi f(t-\frac{T}{2}) + f_o\frac{T}{2}\right]df$$

L'impulsion comprimée est égale à la somme d'une impulsion comprimée principale obtenue en négligeant les effets de bords et de deux signaux de formes identiques à l'impulsion principale retardée et avancée d'un temps T/2 de part et d'autre du signal principal. L'amplitude relative des impulsions supplémentaires est égale à l'amplitude de la modulation de la fonction de transfert.

La limite inférieure relative du niveau des lobes secondaires est donc approximativement de $1/(2\sqrt{BT})$ pour une ligne à caractéristique fréquence temps linéaire.

Exemples :

	Limite inférieure du niveau des lobes secondaires
Ligne de type 1 : BT = 160	- 28 dB
Ligne de type 2 : BT = 25	- 20 dB

La modulation d'amplitude de la fonction de transfert des lignes à caractéristique fréquence temps en forme de S dépend de la valeur de K et l'amplitude

..... /

relative des ondulations est inférieure à $1/(2\sqrt{BT})$

Les valeurs de la pente df/dt au voisinage de la fréquence centrale et des limites de l'excursion en fréquence sont égales respectivement à :

$$\frac{B}{2T}(1+K) \text{ et } \frac{B}{T}\left(\frac{1+K}{2K}\right)$$

En assimilant la caractéristique fréquence temps à des portions de droites, les populations en sources des groupes peuvent être approximativement déterminées La population du groupe principal est N_{go} pour la fréquence centrale :

$$N_{go} \simeq \frac{2\ fo}{Q\sqrt{\frac{B}{2T}(1+K)}}$$

Les populations des groupes secondaires limitrophes sont N_{gsKmax}

$$N_{gsKmax} \simeq \frac{fo}{Q\ B} \qquad \text{avec } Kmax = \frac{B\ T}{4}\left(\frac{2\ K}{1+K}\right)$$

Cette formule n'a un sens que si le produit $BT\left(\frac{2K}{1+K}\right)$ est notablement supérieur à 4. Dans le cas contraire, les groupes secondaires limitrophes ont des dimensions très faibles et n'ont plus d'existence physique. Ce sont les groupes d'ordre faible qui jouent le role principal.

$$B\ T\left(\frac{2\ K}{1+K}\right) >> 4$$

$$K >> \frac{4}{2\ BT - 4}$$

si $K = 0{,}2 \quad BT > 12$

$$\frac{N_{gsXmax}}{N_{go}} \simeq \frac{1}{2\sqrt{BT}}\sqrt{\frac{1+K}{2}}$$

La variation relative d'amplitude de la fonction de transfert est au voisinage de la fréquence centrale de :

$$\frac{1}{2\sqrt{BT}}\sqrt{\frac{1+K}{2}}$$

Le niveau relatif des lobes secondaires obtenu en considérant uniquement les effets de bords des lignes à caractéristique fréquence temps en forme de S est approximativement pour une valeur donnée de K de :

$$\frac{1}{2\sqrt{BT}}\sqrt{\frac{1+K}{2}}$$

..... /

Le niveau relatif des lobes secondaires tend vers $\frac{0,7}{2\sqrt{BT}}$ quand K diminue.

La limite inférieure du niveau des lobes déterminée en considérant uniquement les effets de bords est approximativement :

$$\frac{0,7}{2\sqrt{BT}}$$

Exemples :

- BT = 90 $\qquad \frac{4}{2\ BT-4} = 0,022$

  K = 0,23

  Niveau des lobes secondaires $\left(\frac{1}{2\sqrt{\ }} \sqrt{\frac{1+K}{2}} \right)$: - 27,6 dB

  Limite inférieure $\left(\frac{0,7}{2\sqrt{BT}} \right)$: - 28,6 dB

- BT = 25 $\qquad \frac{4}{2\ BT-4} = 0,087$

  K = 0,23

  Niveau des lobes secondaires $\left(\frac{1}{2\sqrt{BT}} \sqrt{\frac{1+K}{2}} \right)$: - 22 dB

  Limite inférieure $\left(\frac{0,7}{2\sqrt{BT}} \right)$: - 23 dB

- BT = 11 $\qquad \frac{4}{2BT-4} = 0,22$

  K = 0,28

  Niveau des lobes secondaires $\left(\frac{1}{2\sqrt{BT}} \sqrt{\frac{1+K}{2}} \right)$: - 18,4 dB

La formule exprimant la limite inférieure ne peut pas être utilisée par suite de la faiblesse du produit BT. Cependant, elle donne un ordre de grandeur car de toutes façons K reste faible devant 1.

$\left(\frac{0,7}{2\sqrt{BT}} \right)$: - 19,6 dB

Une comparaison entre les résultats obtenus en utilisant ces formules approchées et la méthode rigoureuse montre que le calcul approché donne des valeurs de niveau de lobes secondaires de 3 dB environ trop élevées.

Des impulsions comprimées à niveaux réduits des lobes secondaires sont donc obtenues en utilisant des filtres dispersifs adaptés à caractéristique fréquence temps en forme de S. Les niveaux des lobes secondaires peuvent aussi être pondérés en employant des filtres de HAMMING. Cette pondération d'amplitude désadapte la chaine de réception du signal.

.... /

Le filtre pondérateur d'amplitude peut être intégré dans les lignes dispersives à ondes de RAYLEIGH en utilisant des peignes dont les longueurs de dents varient suivant une loi appropriée (17).

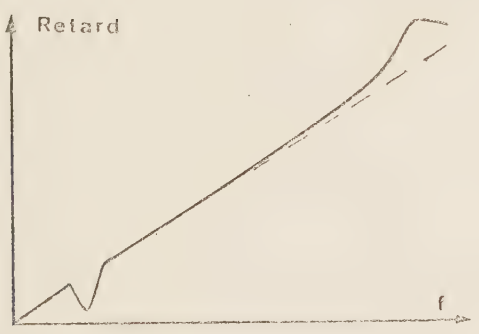
Les formes générales des amplitudes des spectres des impulsions comprimées obtenues en utilisant une ligne pondérée en amplitude et deux lignes à courbe en S sont identiques .

IV- 3- 4) Conditions d'utilisation des lignes dispersives à ondes de RAYLEIGH :

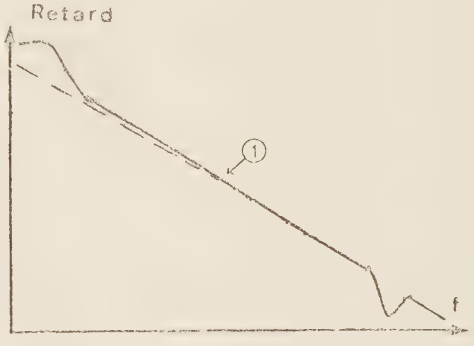
Comme il a été déjà décrit, deux lignes dispersives identiques ou à pentes opposées peuvent être utilisées pour expanser une impulsion et la comprimer.

- Utilisation de deux lignes identiques :

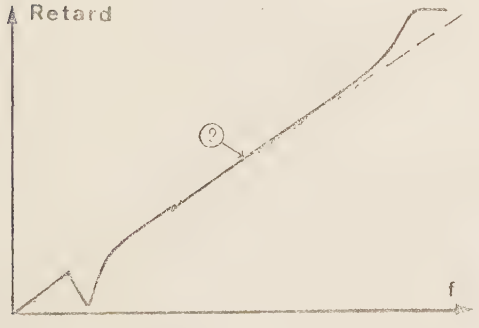
Les circuits de traitement de l'information comportent un inverseur de spectre. Les formes des courbes du retard relatif en fonction de la fréquence obtenue en différents points du montage sont schématisées ci-dessous :



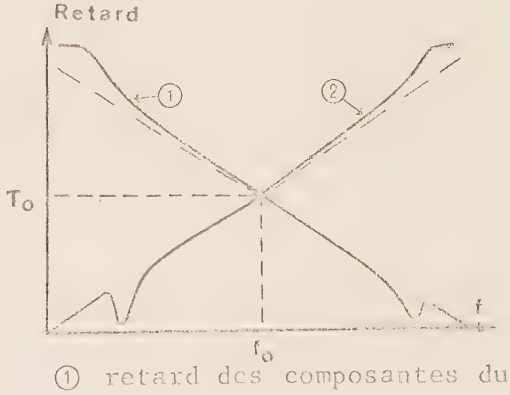
Retard des composantes du spectre de la réponse impulsionnelle de la ligne d'expansion



Retard des composantes du spectre de l'impulsion longue après l'inversion du spectre



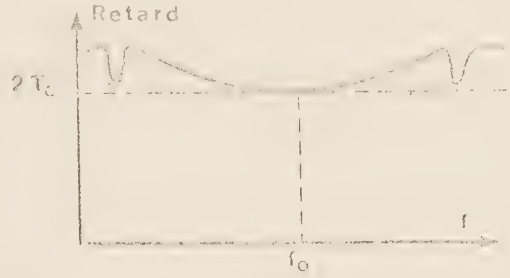
Temps de transit de la ligne de compression



① retard des composantes du spectre de l'impulsion longue
② temps de transit de la ligne de compression

. . . . . /

La compression d'impulsion consiste à réaliser en fonction de la fréquence la somme du retard des composantes spectrales de l'impulsion à l'entrée de la ligne réceptrice et du temps de transit de cette dernière ligne.



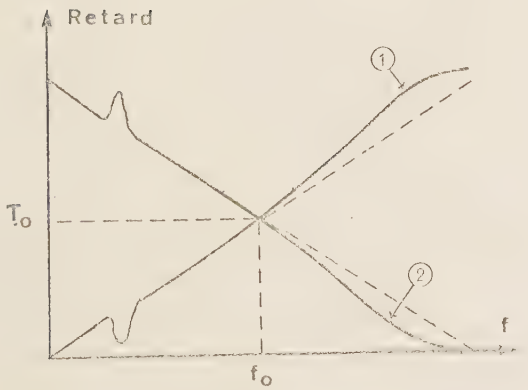
Retard des composantes du spectre de l'impulsion comprimée

$2\,T_o$ est le retard de l'impulsion comprimée. Avec deux lignes identiques et un inverseur de spectre, les non linéarités fonction paire de l'écart de fréquence f - fo s'ajoutent. Les non linéarités fonction impaire se compensent.

Les fluctuations de temps de transit ont dans la plupart des cas (longueurs des dents constantes) des amplitudes dissymétriques par rapport à la fréquence centrale. La compensation des fluctuations n'est pas complète comme dans le cas du filtre parfaitement adapté. L'impulsion comprimée présente donc, en général, certains défauts.

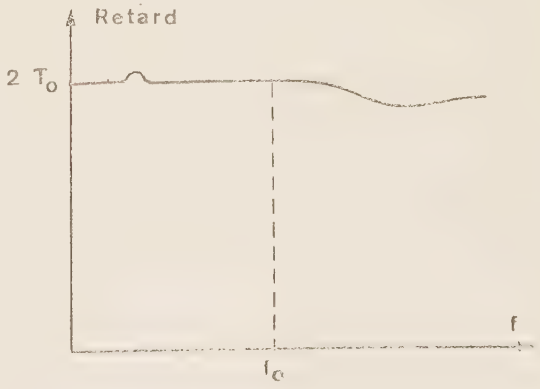
- Utilisation de deux lignes à pentes opposées :

Les courbes en fonction de la fréquence du retard des composantes spectrales de l'impulsion expansée et du temps de transit de la ligne de compression sont schématisées ci-dessous :



① retard des composantes du spectre de l'impulsion longue

② temps de transit de la ligne de compression



Retard des composantes du spectre de l'impulsion comprimée

..... /

Les non linéarités fonction paire ou impaire de l'écart de fréquence f - fo . retranchent.

Avec les lignes dispersives à ondes de RAYLEIGH, il est possible de réaliser des lignes à pentes opposées dont les fluctuations ou défauts éventuels de temps de transit se compensent totalement en tous points.

La ligne de structure 1 présente alors deux peignes à pas constant de part et d'autre du transducteur dispersif.

Les pentes des courbes de retard obtenues en utilisant l'un ou l'autre petit peigne comme transducteur récepteur sont opposées. Les fluctuations et les défauts éventuels de temps de transit de ces deux lignes se compensent exactement.

L'utilisation de deux lignes à pentes opposées est donc recommandée pour les lignes dispersives à ondes de RAYLEIGH.

Certaines conclusions du chapitre IV peuvent être écrites .

- L'étude du schéma électrique équivalent du transducteur émetteur montre que la puissance élastique émise est une fonction décroissante de la capacité des connexions et plots de contact dont la valeur relative peut être élevée pour un transducteur à faible nombre ou longueur de dents,

- Le transducteur récepteur est considéré comme un générateur de courant. Son impédance étant adaptée :
  1/2 de la puissance élastique incidente est dissipée dans la charge extérieure du transducteur,
  1/4 de la puissance élastique incidente est réfléchie,
  1/4 de la puissance élastique incidente est transmise.

- La transmission d'une ligne composée d'un transducteur dispersif et d'un transducteur à pas contant, chargée par une grande impédance est proportionnelle :
  à la fréquence de fonctionnement,
  au carré du coefficient de couplage électromagnétique,
  à l'inverse de la racine carrée de la pente de la caractéristique fréquence temps linéaire.

- Les pertes d'insertion d'une ligne dont le transducteur récepteur est accordé, dépend de la structure utilisée et de la valeur du coefficient d'échantillonnage.

- La réponse impulsionnelle d'une ligne composée de deux transducteurs dispersifs présente une modulation d'amplitude conséquence de la limitation en longueur des transducteurs. Une ligne de cette structure ne peut pas être un filtre adapté à un signal d'enveloppe rectangulaire.

- L'impulsion comprimée obtenue avec une ligne à caractéristique fréquence temps non linéaire (courbe en S) présente des lobes secondaires à niveaux réduits et cette ligne est un filtre adapté au signal modulé en fréquence de longue durée. L'amplitude des lobes secondaires est fonction décroissante de la courbure de la caractéristique fréquence temps. Cependant, une valeur minimale de ce niveau existe. Elle est approximativement de $0,7/(2\sqrt{BT})$ en-dessous de l'amplitude maximale du pic central. Elle est environ 1,4 fois plus élevée pour une ligne à caractéristique fréquence temps linéaire de même produit BT.

..... /

Deux schémas électriques de réalisation de l'expansion et la compression d'une impulsion peuvent être utilisés :

- deux lignes dispersives identiques + inverseur de spectre.
  Les non linéarités du temps de transit des lignes fonction impaire de l'intervalle de fréquence se compensent. Les non linéarités fonction paire s'ajoutent,
- deux lignes dispersives de pentes opposées.
  Les non linéarités fonction impaire ou paire de l'intervalle de fréquence se retranchent. En particulier, si les deux lignes de structure identiques sont constituées par deux transducteurs à pas constant disposés de part et d'autre d'un transducteur dispersif , les non linéarités fonction impaire ou paire se compensent. Ce mode d'utilisation des filtres dispersifs est recommandé.

..... /

CHAPITRE V - RESULTATS EXPERIMENTAUX

Les conclusions de l'étude analytique et des résultats expérimentaux sont comparées. Après une description sommaire des procédés technologiques utilisés pour réaliser des lignes, les caractéristiques mesurées de lignes de type 1, 4 et 5, sont donnés.

V- 1) Procédés technologiques :

Les lignes ont toutes été réalisées sur un substrat de quartz cristallin naturel.

V- 1- 1) Choix du matériau piézoélectrique :

Le quartz a été utilisé de préférence au germanate de bismuth et au niobate de lithium. En effet, le germanate a une vitesse de propagation des ondes de RAYLEIGH égal à environ la moitié de celle du quartz et du niobate. Pour une fréquence donnée, la largeur des dents d'un peigne est donc 2 fois plus faible que celle des dents gravées sur du quartz. Un transducteur est donc plus difficile à réaliser sur le germanate. De plus, ce dernier matériau est sensible aux attaquants chimiques classiques et n'était pas disposnible en grandes dimensions au moment du début de cette étude. A cause de toutes ces difficultés, le germanate n'a pas été utilisé comme substrat piézoélectrique.

Le niobate de lithium a un grand coefficient de couplage électromécanique k^2 est égal à 4,8 % pour une coupe Y et une direction de propagation parallèle à l'axe Z. La propagation des ondes de RAYLEIGH sous un transducteur à grand nombre de dents est perturbée par des effets qui deviennent importants pour cette valeur élevée de k^2.

- Une variation relative de vitesse de propagation égale à $1/2\ k^2$, soit 2,4 % se produit sous les dents métalliques par suite de l'annulation de la composante tangentielle du champ électrique. Cette variation d'impédance acoustique est la cause de réflexions, de conversions de mode, de variations de temps de transit.

- Les vecteurs d'onde et de POYNTING ne sont collinéaires que pour certaines directions. Les angles entre les deux vecteurs pour une désorientation de sont recpectivement pour le quartz YX et le niobate YZ d'environ 40 minutes d'arc et 1° (18).

..... /

L'effet d'une erreur de positionnement des peignes est plus important pour le niobate que pour le quartz.

- Une partie non négligeable de la puissance élastique (10 %) (13) peut être émise dans le niobate sous forme d'ondes de volume et produire des échos parasites.

- Enfin, l'approvisionnement de plaquettes de niobate de lithium est difficile pour les grandes dimensions.

Les substrats piézoélectriques sont donc des plaquettes de quartz naturel de grandes dimensions (22 x 95 x 4 mm). La précision d'orientation des axes est de l'ordre de 15 minutes d'arc. La surface de propagation est polie.

V- 1- 2) Dépôt métallique :

Une couche d'aluminium d'épaisseur 8000 Å est déposée sous vide sur la surface du substrat. De grandes précautions doivent être prises pour éviter le dépôt des poussières. En effet, les grains de poussières dont les diamètres sont supérieurs à la largeur des dents (26 µm) sont les causes de coupures de dents. La surface du substrat étant grande (22 x 95 mm), il est pratiquement impossible d'éliminer tous les grains de poussières.

V- 1- 3) Masques photographiques :

Les électrodes des transducteurs sont dessinées à l'échelle 10 sur des feuilles pelliculables de stabylène.

Le coordinatographe utilisé est équipé, pour faciliter le travail du dessinateur et améliorer la précision, d'un système de lecture des coordonnées du chariot mobile par affichage numérique.

La précision absolue du coordinatographe est de 10 µ environ. A l'échelle 1, les erreurs dues au dessin sont de l'ordre de 1 µ. Il est très important pour le bon fonctionnement de la ligne que la distorsion introduite par la réduction photographique finale soit très faible (quelques micromètres). Un objectif spécial à grand champ dont les abérations ont été mesurées, est utilisé. La distance focale est de 150 mm et l'ouverture maxima de 5,6. Les déformations dues à l'objectif sont d'ailleurs corrigées car les positions des dents sont déterminées en tenant compte de ces abérations.

Le porte-objet, l'objectif, le porte-plaque sont montés sur la même barre de granit. Les feuilles pelliculables de stabylènes sont appliquées par aspiration

..... /

sur une planche de plexiglass pour éviter les déformations au cours des manipulations. Enfin, les plaques photographiques utilisées pour réaliser les masques sont du type "microflat". Ces plaques en verre de 6 mm d'épaisseur, sont les plus planes existant actuellement. Elles sont pratiquement indéformables

Les positions des dents sont ensuite controlées avec un micromesureur dont la précision est de l'ordre de 1 µm.

IV- 1- 4) Photogravure :

Les dimensions des substrats étant relativement grandes, nous avons renoncé à employer une centrifugeuse pour réaliser la couche de résine photosensible (AZ 1350). La surface est enduite de résine soit à l'égoutté, soit par pulvérisation.

La couche d'aluminium est gravée par le procédé chimique classique utilisant de l'acide orthophosphorique. Malgré toutes les précautions, un certain nombre de points conducteurs subsistent entre les dents après gravure. Ils sont principalement les conséquences du dépôt de grains de poussières sur la résine photosensible avant l'insolation.

Un appareil spécial destiné à couper mécaniquement les ponts conducteurs entre les dents a été conçu et réalisé. La ligne est fixée sur une platine XY dont les précisions de déplacement sont de l'ordre du micron : une aiguille en tungstène affinée électrolytiquement est solidaire d'un bras articulé. La position de l'aiguille et les déplacements de la ligne sont contrôlés optiquement à l'aide d'une binoculaire de grossissement 160 environ.

IV- 1- 5) Fils de connexion :

Les fils de connexion sont collés sur les plots de contacts avec une résine conductrice epoxy chargée de poudre d'argent. Les peignes étant relativement longs, la résistance ohmique de la partie des peignes commune à toutes les dents n'est pas toujours négligeable. Plusieurs fils de connexion sont donc collés sur les électrodes et soudés à un conducteur de très faible résistance.

IV- 1- 6) Montage des lignes :

Les lignes sont montées dans des boitiers étanches en laiton. Les sorties sont réalisées avec des perles de verre soudées. L'étanchéité entre le couvercle et le récipient est maintenue par un joint torique disposé dans une gorge fraisée dans le couvercle disposé dans le boitier. Un couplage radioélectrique existe entre les deux transducteurs. Il est nécessaire de disposer une plaquette métallique entre les deux transducteurs pour réduire ce couplage.

..... /

Pour éviter les réflexions des ondes élastiques, les extrémités du substrat sont enduites de graisse à vide.

V- 2) Lignes à caractéristiques fréquence temps linéaire :

La ligne de type 1 (B = 8 MHz, T = 20 µs, fo = 30 MHz) a été réalisée en deux versions :

- ligne type 1 A : structure 1 = Q = 1
- ligne type 1 D : structure 2 = Q = 5

V- 2- 1) Ligne type 1 A (figure 42) :

Les dimensions du substrat sont de 80 x 22 x 4 mm. La longueur utile des dents du transducteur à pas variable est de 11 mm. La longueur de ce transducteur est de 66,4 mm. Le nombre de dents est d'environ 1260.

Le nombre de dents du transducteur à pas constant est 8. La bande passante de ce transducteur est de 7,5 MHz environ à 3 dB. Les fréquences voisines de la limite supérieure de la bande sont les plus retardées. Les pertes par propagation, diffraction, réflexion sur les dents sont plus grandes pour les fréquences hautes que pour les fréquences basses.

Pour compenser ces effets, le transducteur à pas constant a été dimensionné pour une fréquence centrale de 30,75 MHz.

Les dents de ce transducteur sont plus longues (14 mm) que celles du transducteur émetteur. A 30 MHz, la capacité est de 300 pF et la résistance parallèle de 360 Ω. Cette résistance varie dans la bande passante. Une résistance de 50 Ω est donc soudée aux bornes du transducteur pour fixer la valeur de l'impédance.

La capacité et la résistance parallèle du transducteur à pas constant sont respectivement égales à 3,3 pF et 80 kΩ. Les bornes de ce transducteur sont reliées à une résistance de 1 MΩ soudée à la grille d'un transistor à effet de champ 2 N 44 16. Dans ces conditions, l'impédance de charge du transducteur est de l'ordre de 1200 Ω.

- Réponse en fréquence :

La réponse en fréquence de cette ligne est représentée sur les figures 43 et 44. La ligne fonctionne aussi pour le sous harmonique 2 (figure 43). La fréquence centrale est alors de 15 MHz. La bande relative pour le sous harmonique est égale à celle du fondamental.

Pour le fondamental, la largeur de la bande passante à 3 dB est de 6,5 MHz et de 8 MHz à 6 dB (figure 44). L'atténuation mesurée à vide est de 29 dB.

..... /

LIGNE DISPERSIVE

F_o=30 MHz B=8 MHz T=20 µs BT=160

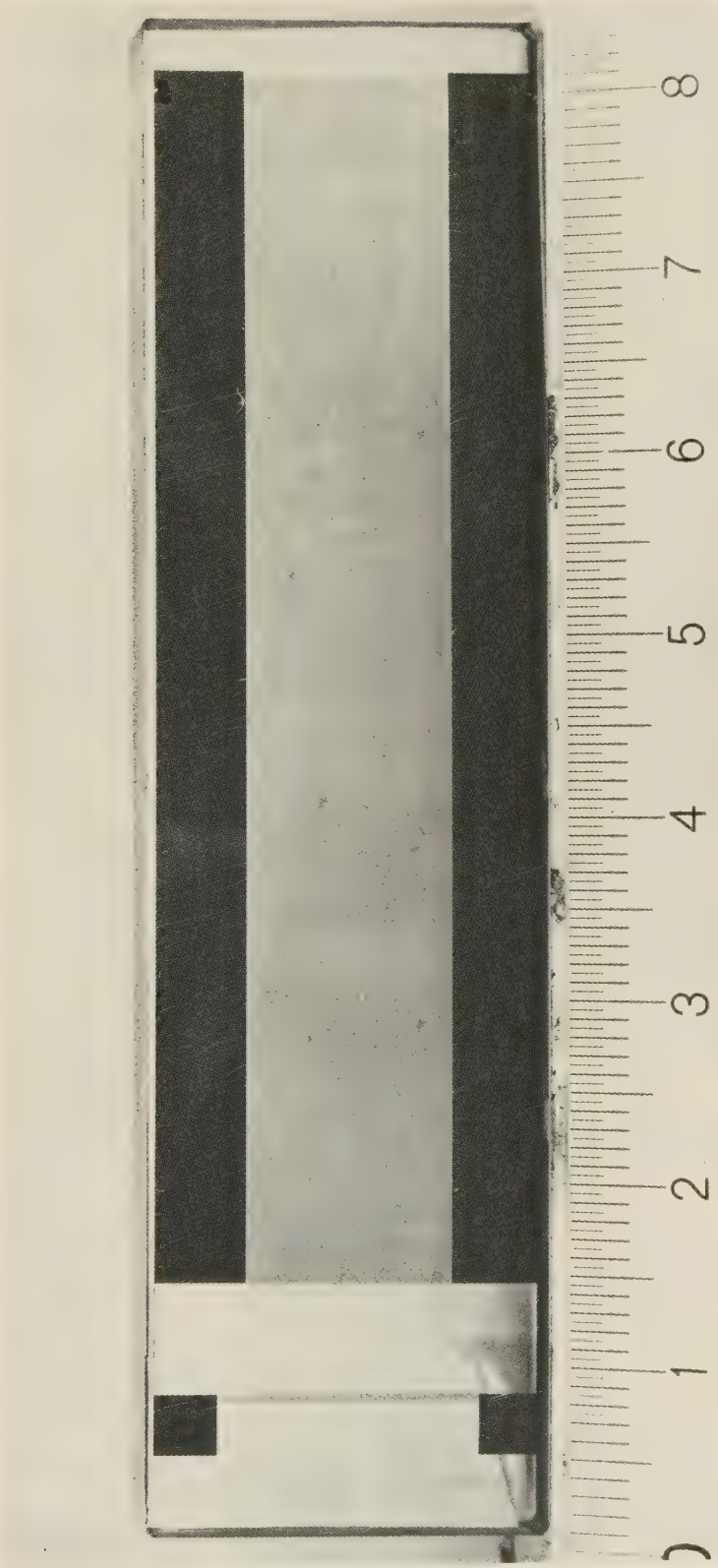


Fig : 42

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD LINEAIRE TYPE:1A.

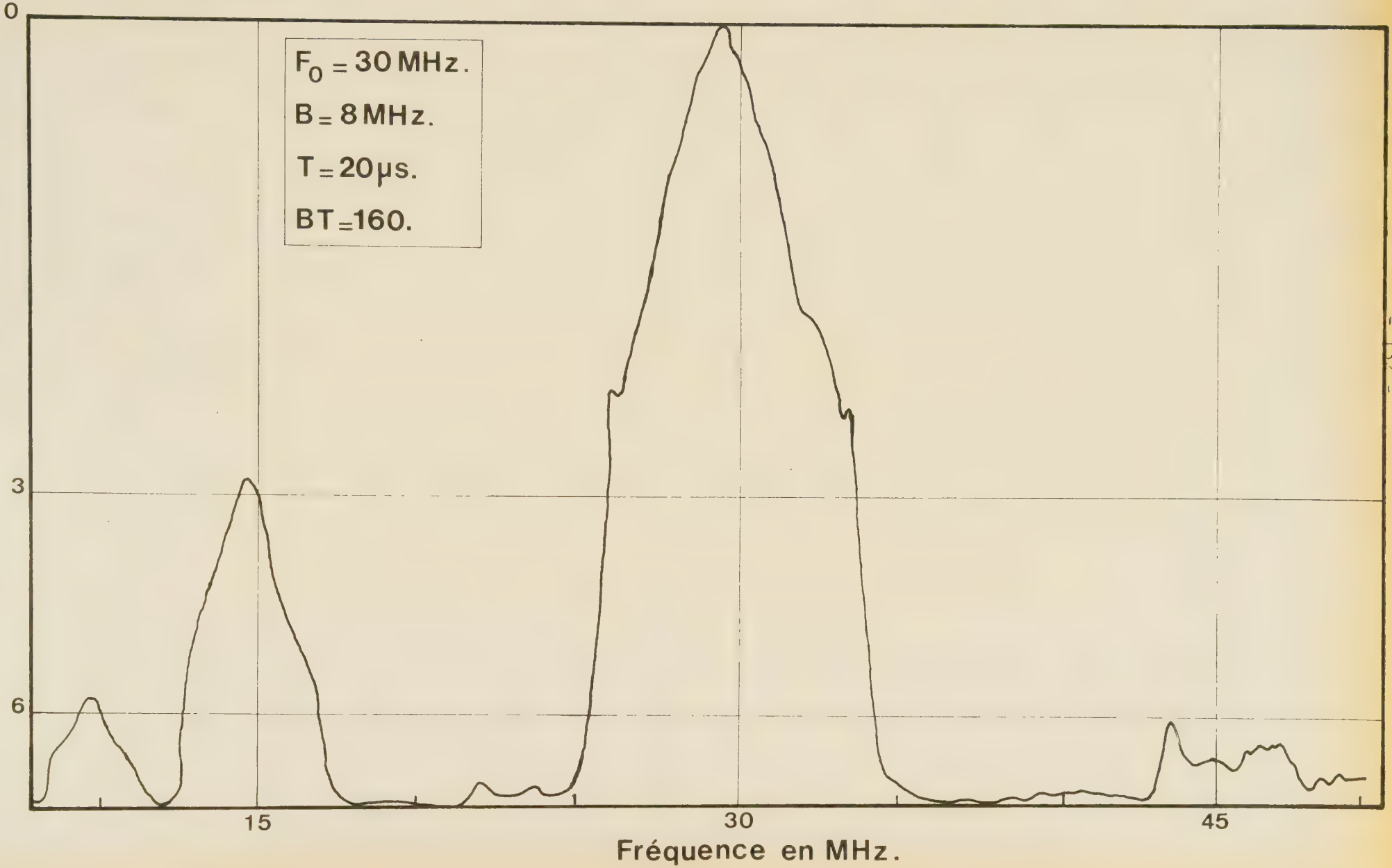


Fig:43

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD LINEAIRE

TYPE:1A

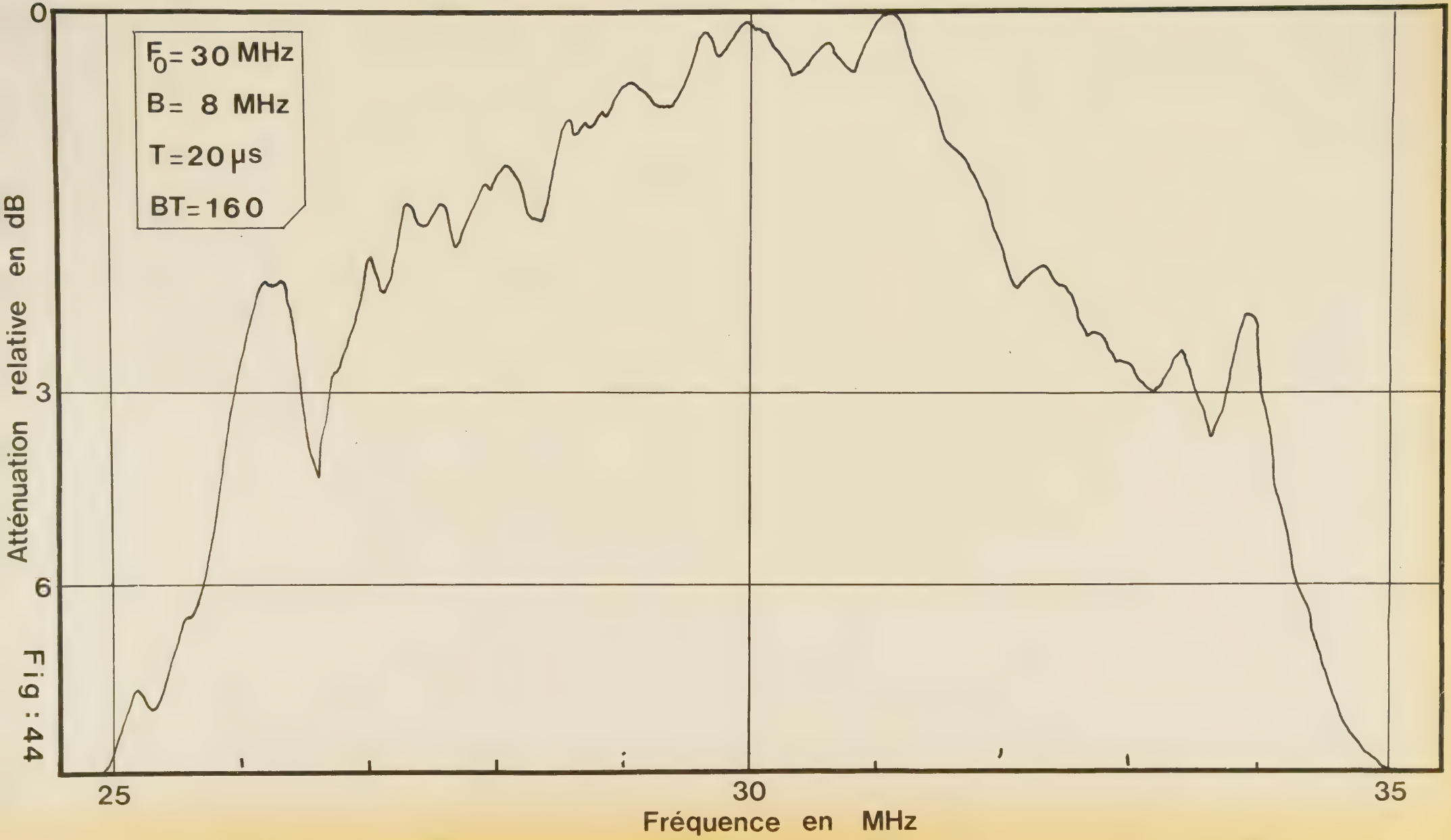


Fig : 44

- Réponse impulsionnelle :

La réponse impulsionnelle et son spectre sont représentés sur la figure 45. La durée de la réponse impulsionnelle est de 21 µs. Les niveaux relatifs des signaux retardés est de - 20 dB environ.

- Impulsion comprimée :

Les impulsions comprimées pour des durées T de l'impulsion longue de 15 et 20 µs sont montrées sur la figure 46. Les formes des impulsions et leurs spectres sont représentés sur la figure 47 pour une durée T de 20 µs.
La largeur à 3 dB de l'impulsion comprimée est de 135 ns.
Les niveaux relatifs des lobes secondaires les plus grands sont de - 19 dB. Une pondération en amplitude existe par suite de la variation d'amplitude de la fonction de transfert. Avec un circuit de compensation d'amplitude à temps de transit constant, les niveaux des lobes secondaires sont de - 13,5 dB (figure 48)

V- 2- 2) Ligne type 1D :

La ligne est de structure 2. Les transducteurs identiques sont échantillonnés avec un coefficient égal à 5.
Le nombre de dents d'un transducteur est de 250 environ.
La capacité et la résistance parallèle d'un transducteur sont respectivement de 62 pF et 6740 Ω à 30 MHz.
La réponse en fréquence est représentée sur la figure 49. Elle présente une modulation d'amplitude de 2 dB environ.
L'atténuation mesurée à vide est de 51 dB.
La réponse impulsionnelle est représentée sur la figure 50. L'amplitude est modulée comme nous l'avons calculé dans l'étude analytique.
Les formes de l'impulsion comprimée obtenue avec deux lignes et un inverseur de spectre est pratiquement identique à celle réalisée en utilisant les lignes de structure 1.

V- 3) Lignes à caractéristique fréquence temps non linéaire :

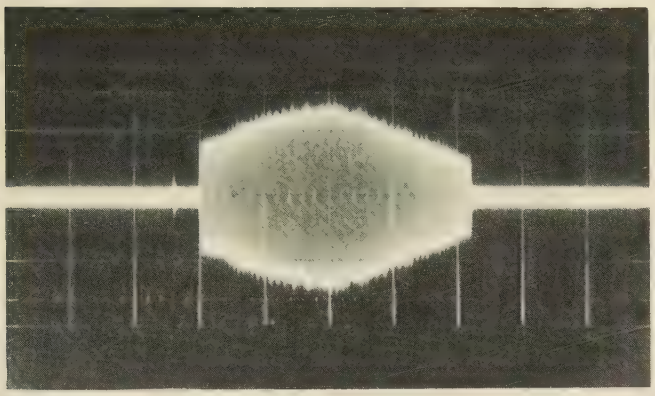
Les caractéristiques des lignes de types 4 et 5 de structure 1 ont été mesurées.

V- 3- 1) Ligne de type 4 : (B = 6 MHz, T = 15 µs, fo = 30 MHz) :

La courbure de la caractéristique fréquence temps est définie par un coefficient K égal à 0,23.

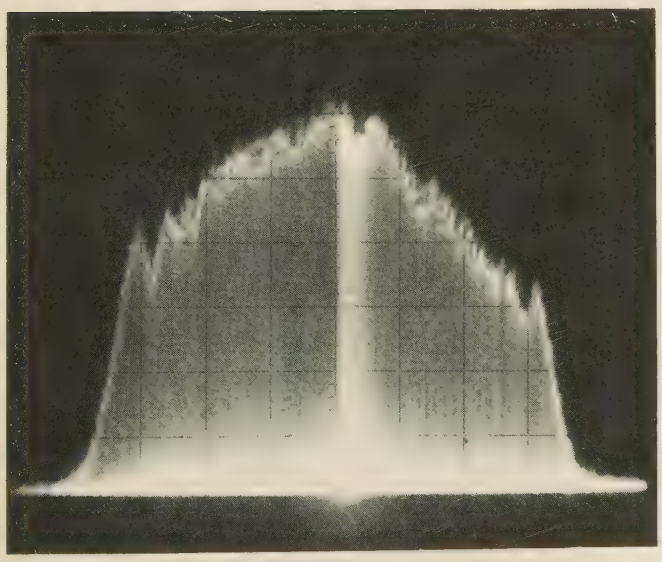
..... /

LIGNE DISPERSIVE
A COURBE DE RETARD LINEAIRE
F_o=30MHz B=8MHz BT=160
T= 20 µS



REPONSE IMPULSIONNELLE

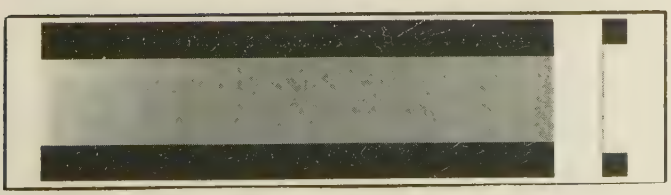
Hor : 5µs / div



SPECTRE DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE

Hor : 1MHz / div

Vert : linéaire

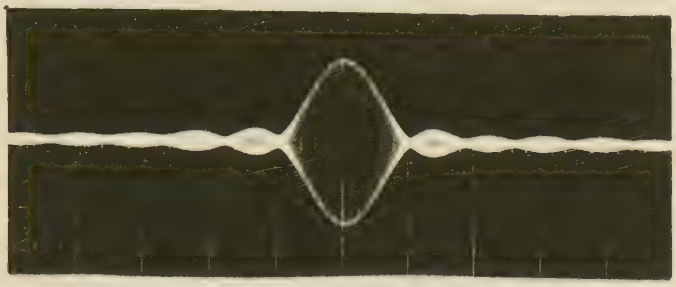


Echelle : 1

Fig: 45

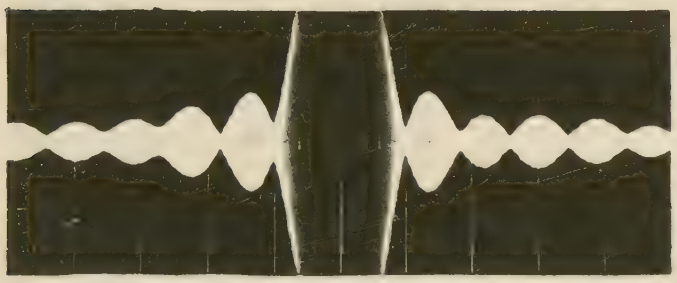
LIGNE DISPERSIVE
A COURBE DE RETARD LINEAIRE
IMPULSION COMPRIMEE

F_o = 30 MHz B = 6 MHz BT = 90
T = 15 µS



Hor : 0,2 µs /div

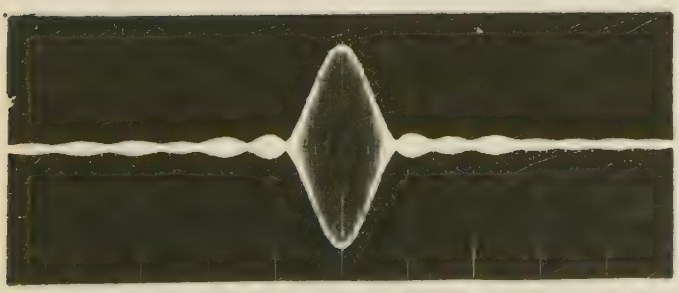
Vert : 200 mv/div



Hor : 0,2 µs/div

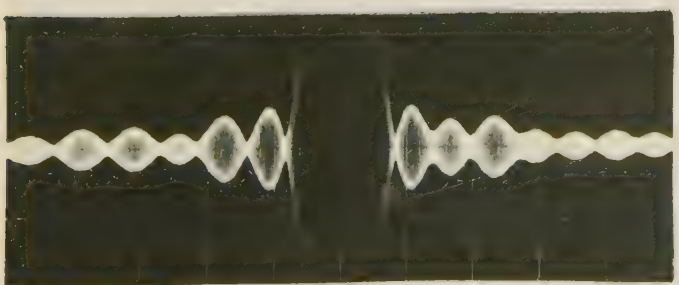
Vert : 50 mv /div

B = 8 MHz T = 20 µS BT = 160



Hor : 0,2 µs/div

Vert : 200 mv/div

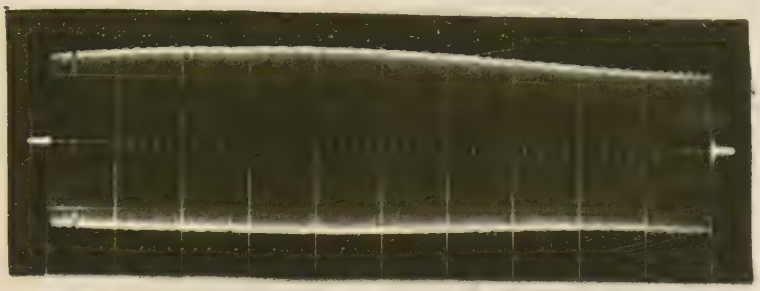


Hor : 0,2 µs/div

Vert : 50 mv /div

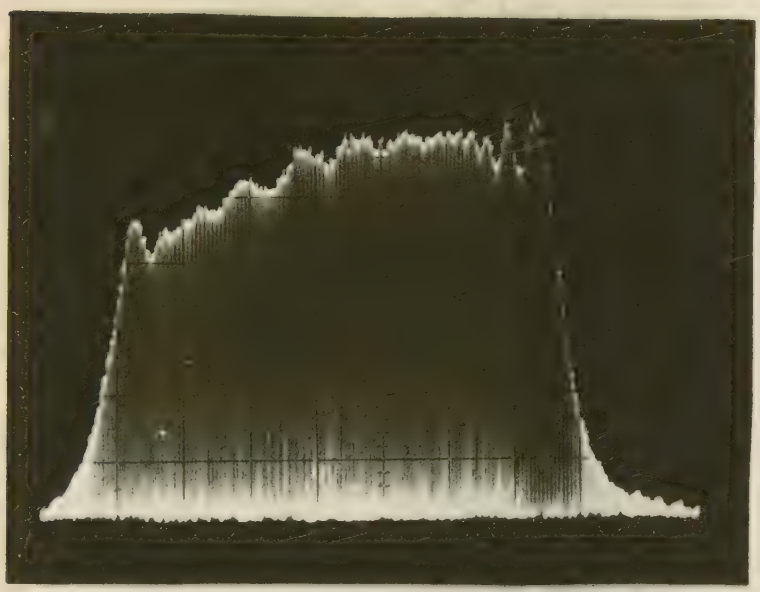
fig : 46

LIGNE DISPERSIVE
A COURBE DE RETARD LINEAIRE
F_o=30MHz B=8MHz BT=160
T=20 µS



IMPULSION LONGUE APRES LIMITEUR ET SELECTEUR

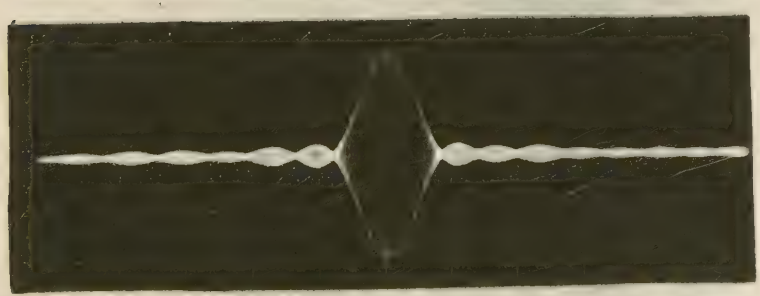
Hor: 2 µs/div



SPECTRE DE L'IMPULSION LONGUE

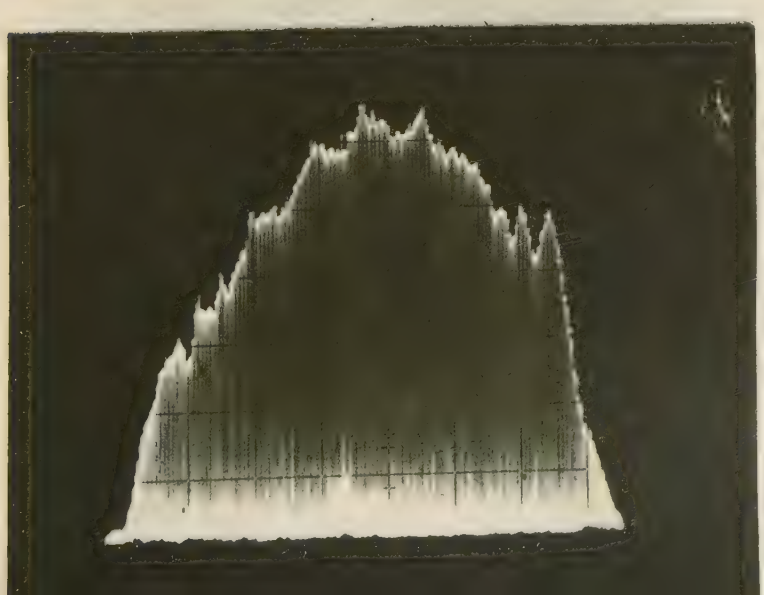
Hor: 1MHz/div

Vert: linéaire



IMPULSION COMPRIMEE

Hor: 0,2 µs/div



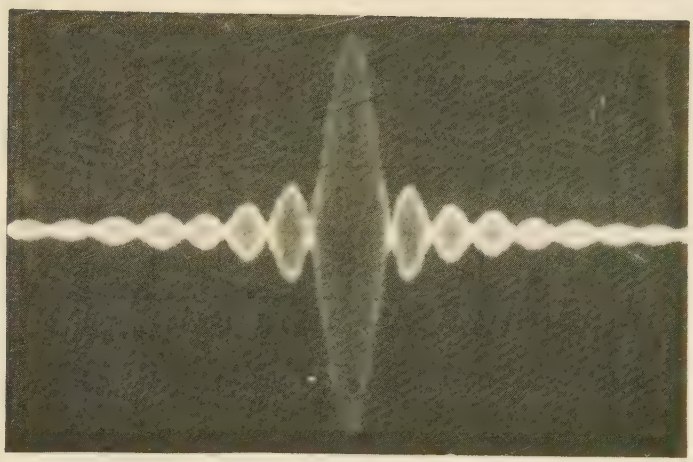
SPECTRE DE L'IMPULSION COMPRIMEE

Hor: 1MHz/div

Vert: linéaire

fig: 47

LIGNE DISPERSIVE
A COURBE DE RETARD LINEAIRE
F_o= 30 MHz B= 8MHz BT= 160
T= 20 µs



Hor: 0,2 µs/div

IMPULSION COMPRIMEE
avec circuit correcteur

Fig : 48

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD LINEAIRE
TYPE : 1D

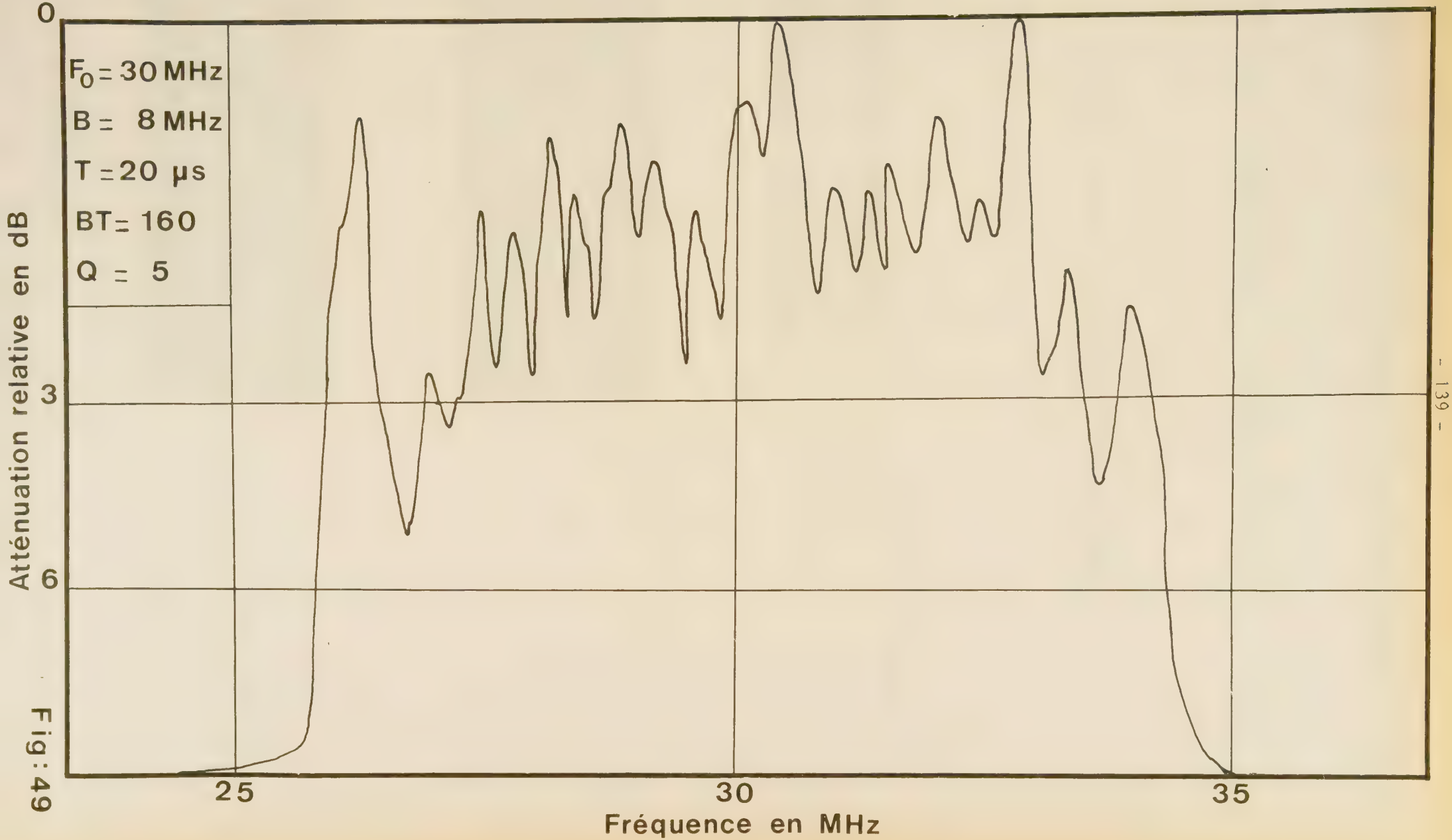


Fig : 49

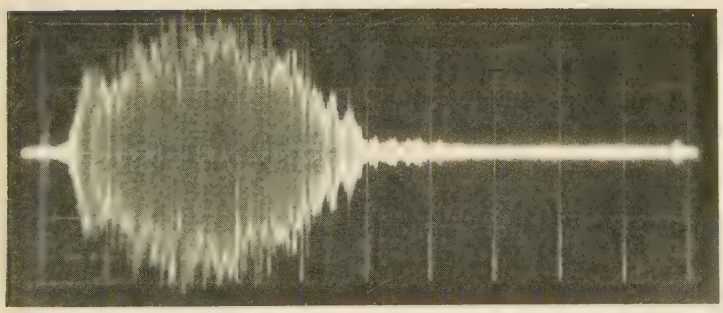
GNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD LINEAIRE

F_0=30MHz B=8MHz T=20µs BT=160 Q=5

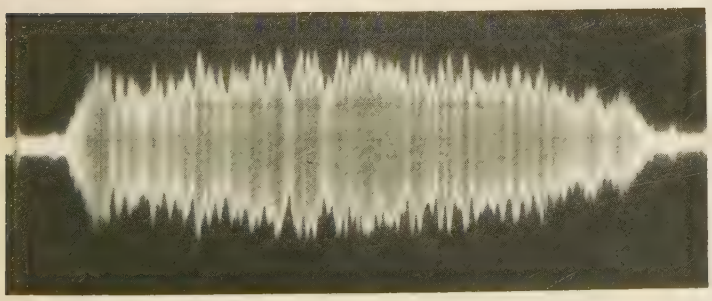
Réponse impulsionnelle

Ligne Type 1D

Echelle : 1



Hor.: 5 µs/div.



Hor.: 2,5µs/div.

fig:50

La capacité et la résistance du transducteur dispersif sont respectivement de 238 pF et 270 Ω. La réponse en fréquence est représentée sur la figure 51. Les largeurs de la bande passante à 3 dB et 6 dB sont respectivement de 2,8 et 5 MHz. La valeur de l'atténuation à vide est de 25 dB.

La réponse impulsionnelle de la ligne est montrée sur la figure 52. Sa durée est de 16 µs.

Les impulsions et leurs spectres sont montrés sur la figure 53. Les niveaux relatifs des signaux parasites retardés de la réponse impulsionnelle sont de - 18 dB.

L'impulsion comprimée a une largeur à 3 dB de 200 ns et de 480 ns à 20 dB (figure 54). Les niveaux des lobes secondaires les plus importants sont de - 27 dB au-dessous de celui du pic central.

V- 3- 2) Ligne de type 5 : (B = 1 MHz, T = 25 µs, fo = 30 MHz) :

La valeur du coefficient K, qui spécifie la courbure de la caractéristique fréquence temps, est de 0,23.

Les dimensions du substrat sont de 95 x 22 x 4 mm (figure 55). Le nombre de dents de 15 mm de longueur utile du transducteur à pas constant est de 60.

La capacité et la résistance parallèle de ce transducteur sont respectivement de 23 pF et 3000 Ω.

Le coefficient d'échantillonnage du transducteur dispersif est égale à 15.

La capacité et la résistance parallèle de ce transducteur sont respectivement de 55 pF à 5,8 KΩ.

Les bandes passantes à 3 dB et 6 dB sont respectivement de 0,65 MHz et 0,8 MHz (figure 56).

L'atténuation à vide est de 32,5 dB.

La durée de la réponse impulsionnelle est de 26 µs (figure 57).

Les niveaux relatifs maxima de signaux parasites retardés de la réponse impulsionnelle est de - 16 dB environ.

Les formes des impulsions et de leurs spectres sont montrées sur les figures 58 et 59.

Les niveaux des lobes secondaires les plus importants sont à - 24 dB en-dessous de celui du pic principal sans circuit correcteur (figure 59).

..... /

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD EN "S"

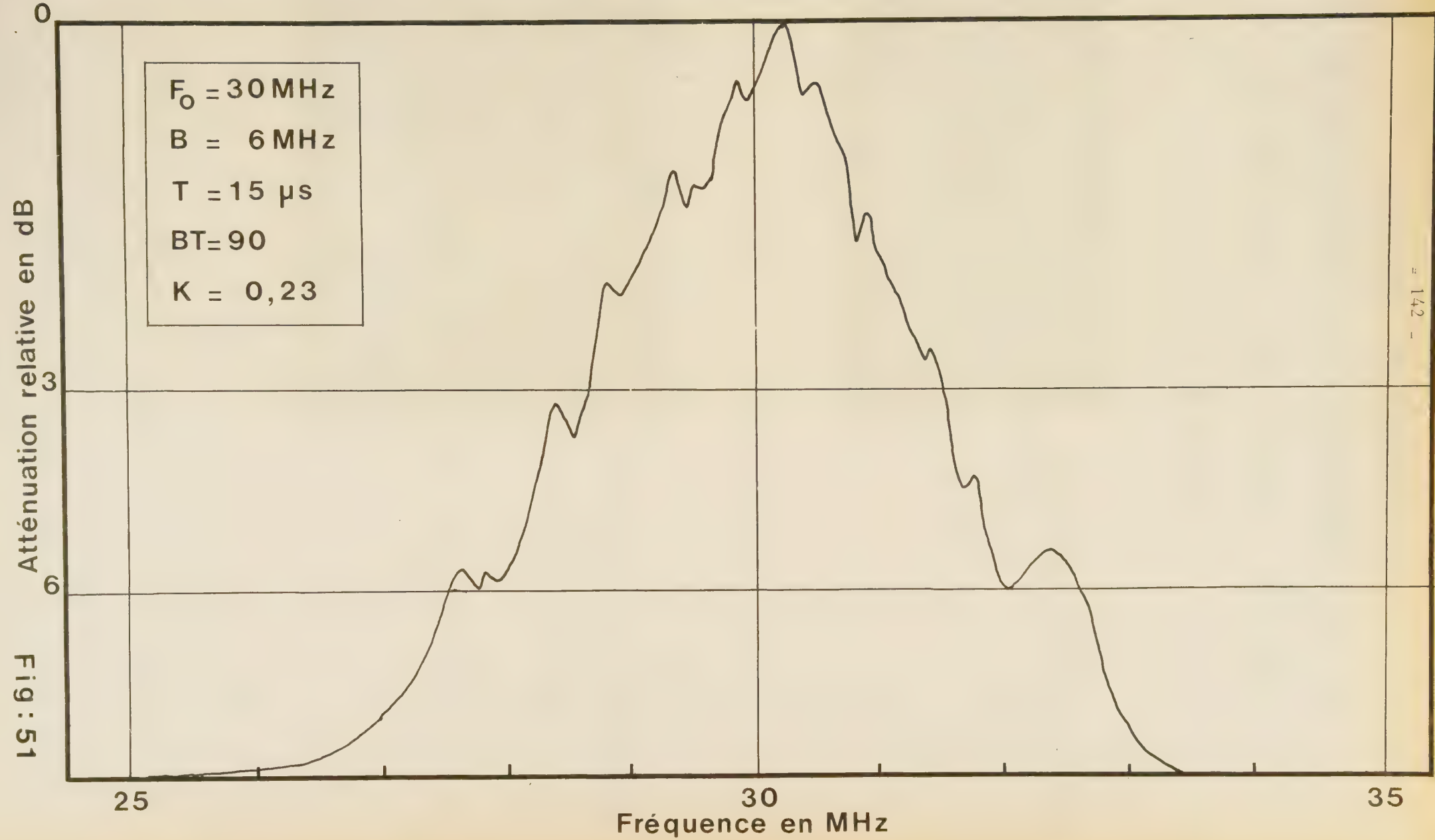
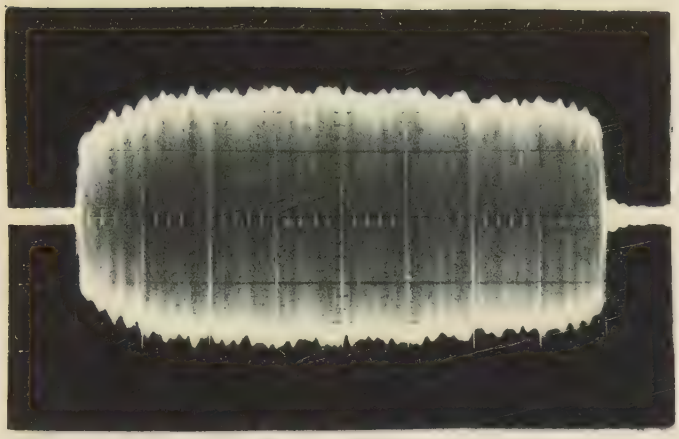


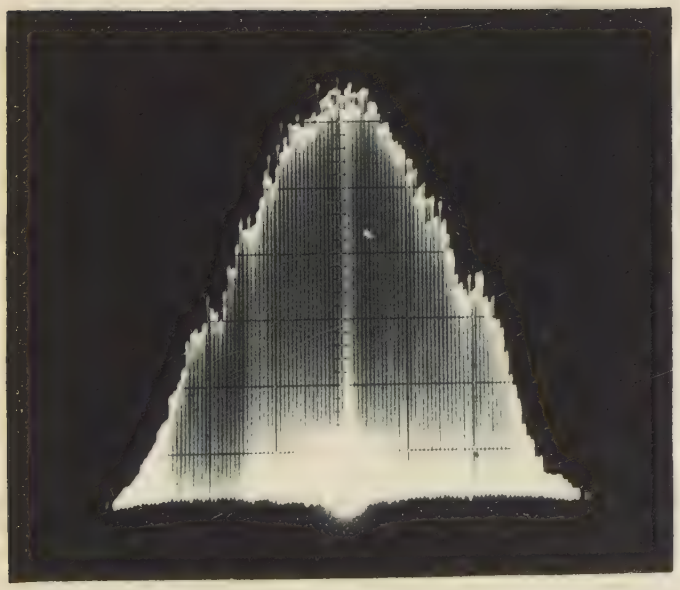
Fig : 51

LIGNE DISPERSIVE
A COURBE DE RETARD EN "S"
F_o = 30MHz B = 6MHz BT = 90
T = 15µS



REPONSE IMPULSIONNELLE

Hor: 2 µs /div



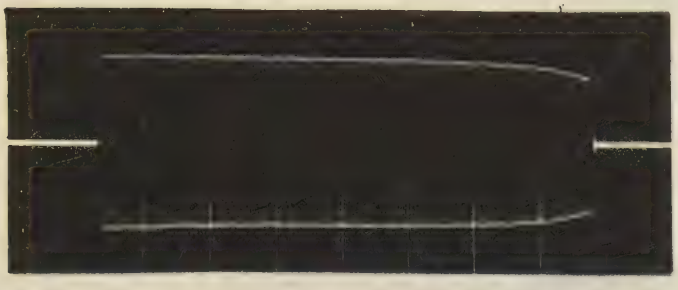
SPECTRE DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE

Hor: 1MHz /div

Vert: linéaire

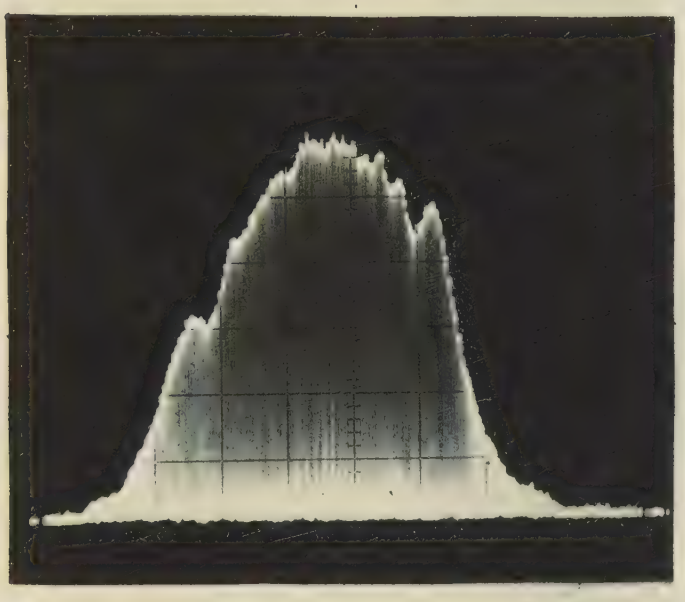
fig: 52

LIGNE DISPERSIVE
A COURBE DE RETARD EN "S"
F_o = 30MHz B = 6MHz BT = 90
T = 15 µS



IMPULSION LONGUE APRES LIMITEUR ET SELECTEUR

Hor: 2 µs/div



SPECTRE DE L'IMPULSION LONGUE

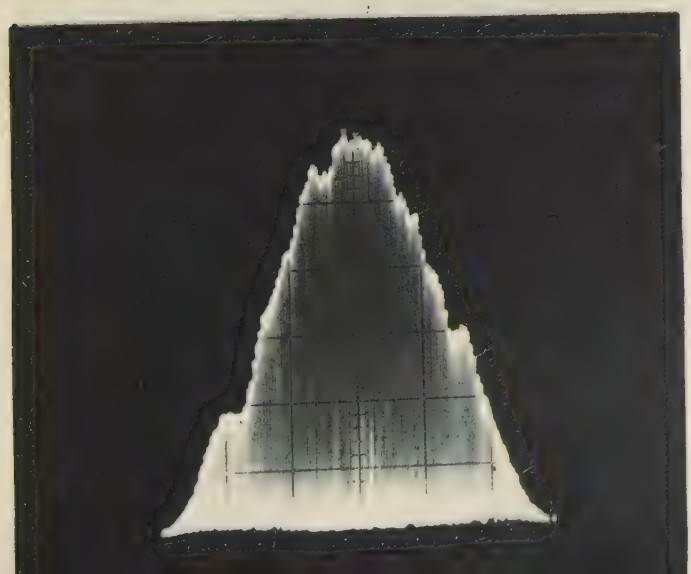
Hor: 1MHz/div

Vert: linéaire

IMPULSION COMPRIMEE

Hor: 0,5 µs/div

Vert: 0,2 V /div



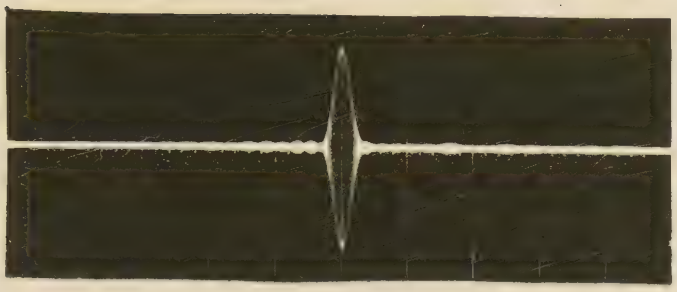
SPECTRE DE L'IMPULSION COMPRIMEE

Hor: 1MHz/div

Vert: linéaire

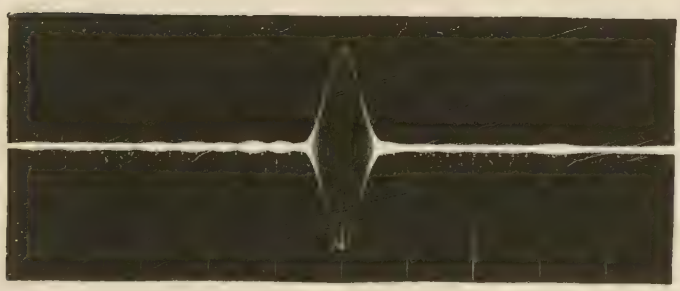
fig: 53

LIGNE DISPERSIVE
A COURBE DE RETARD EN "S"
F_o=30MHz B=6MHz BT=90
T=15µS
IMPULSION COMPRIMEE



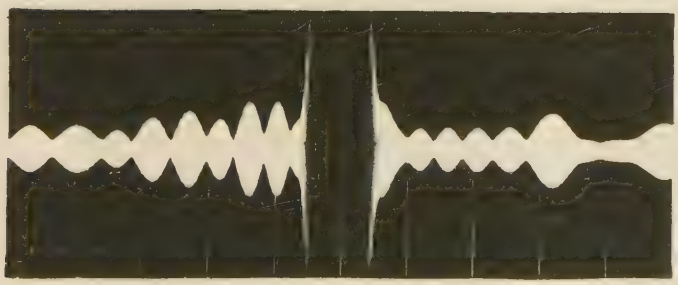
Hor: 1 µs/div

Vert: 0,2 v/div



Hor: 0,5 µs/div

Vert: 0,2 v/div



Hor: 0,5µs/div

Vert: 0,02v/div

fig: 54

LIGNE DISPERSIVE

F_o = 30MHZ B = 1MHZ T = 25µs BT = 25 Q = 15

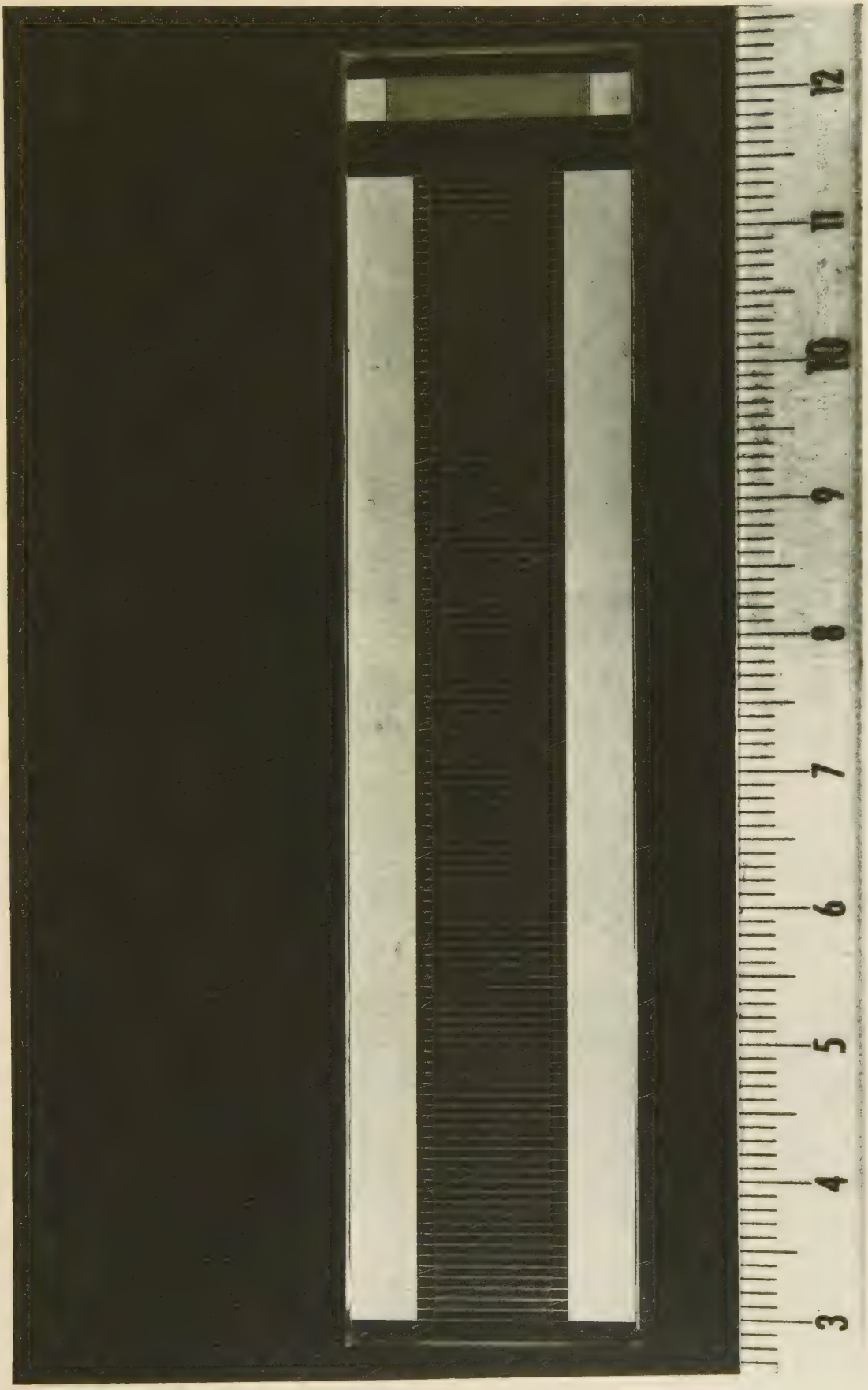


fig: 55

LIGNE DISPERSIVE A COURBE DE RETARD EN "S"

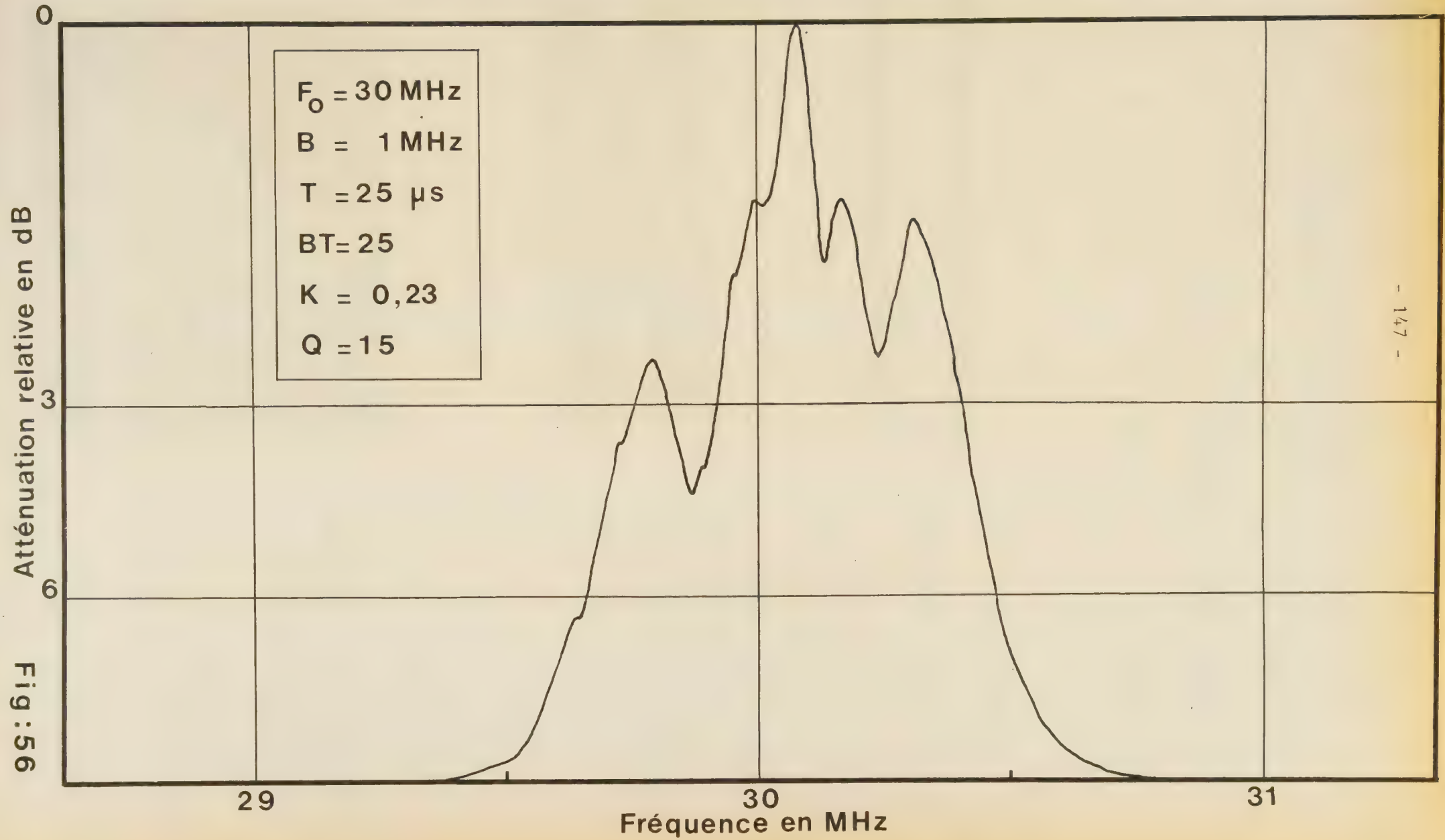
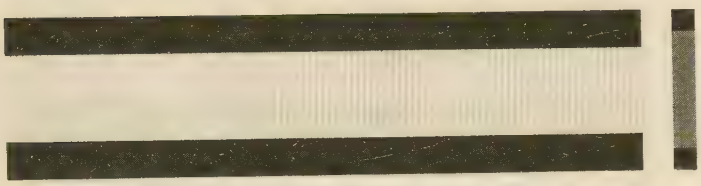


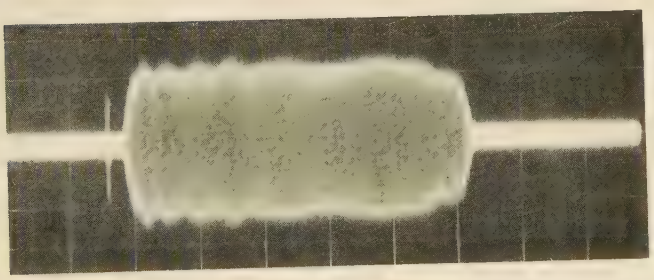
Fig :56

LIGNE DISPERSIVE
A COURBE DE RETARD EN "S"

F_o=30 MHz B=1MHz BT=25
T=25µs K=0,23 Q=15

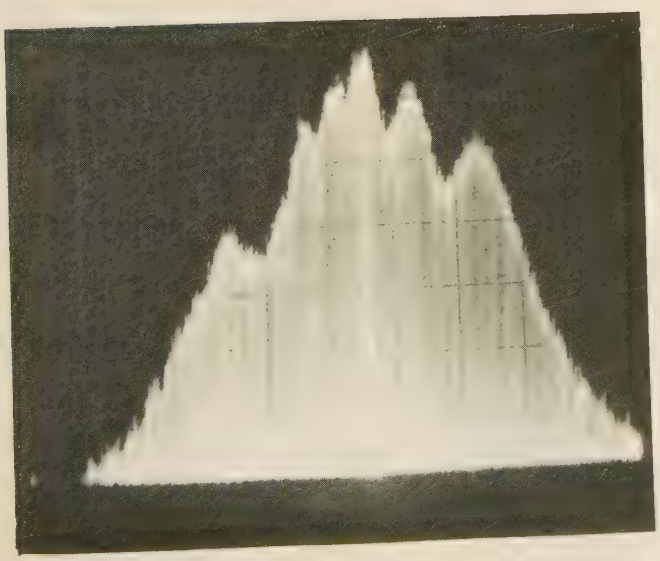


Echelle: 1



REPONSE IMPULSIONNELLE

Hor.: 5 µs /div.



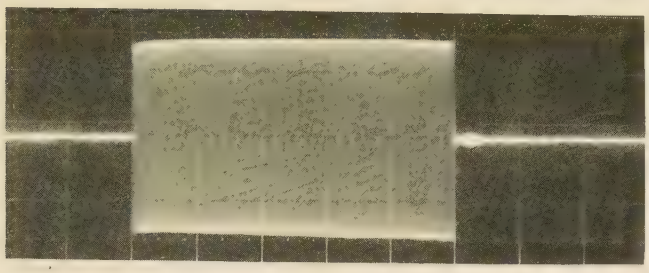
SPECTRE DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE

Hor.: 100 Khz /div.

Vert.: linéaire

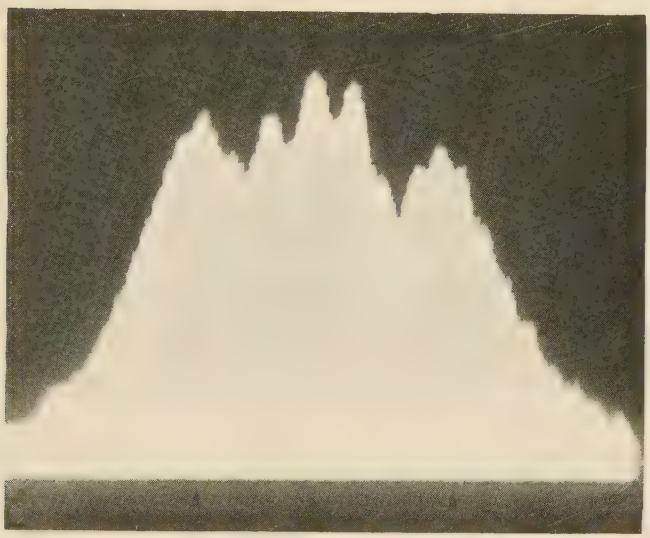
fig: 57

LIGNE DISPERSIVE
A COURBE DE RETARD EN "S"
$F_o = 30\,MHz$ $B = 1\,MHz$ $BT = 25$
$T = 25\,\mu s$ $K = 0,23$ $Q = 15$



IMPULSION LONGUE APRES LIMITEUR ET SELECTEUR

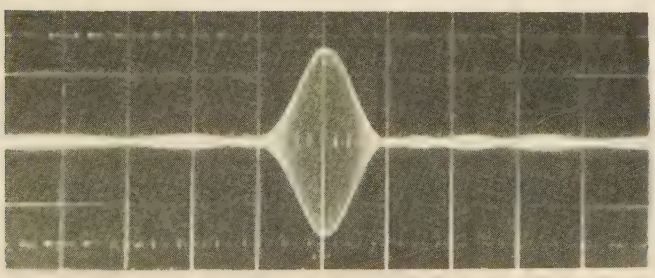
Hor.: 5 µs /div.



SPECTRE DE L'IMPULSION LONGUE

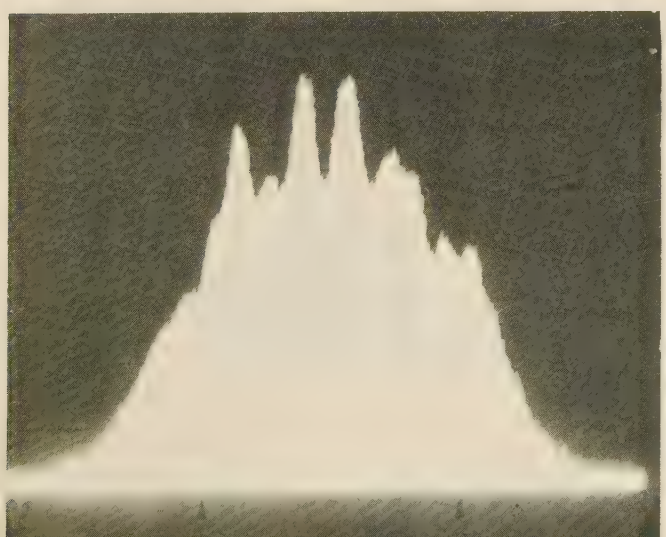
Hor.: 100 Khz /div.

Vert.: linéaire



IMPULSION COMPRIMEE

Hor.: 2 µs /div.



SPECTRE DE L'IMPULSION COMPRIMEE

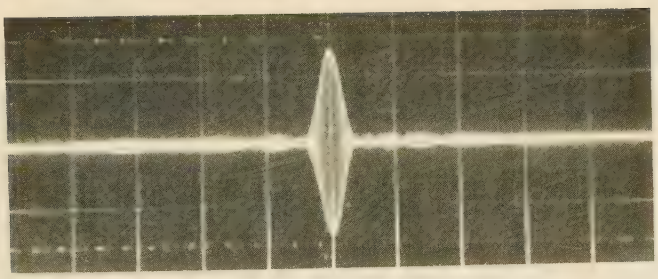
Hor.: 100 Khz/div.

Vert.: linéaire

Fig : 58

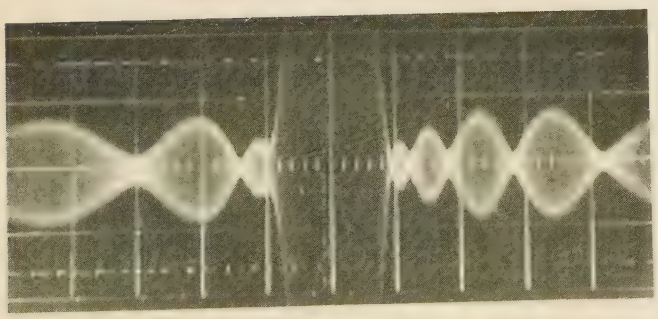
LIGNE DISPERSIVE
A COURBE DE RETARD EN "S"

$F_o = 30$ MHz B = 1MHz BT = 25
T = 25µs K = 0,23 Q = 15
IMPULSION COMPRIMEE



Hor.: 5 µs / div.

Vert.: 100mV / div.



Hor.: 2 µs / div.

Vert.: 10mV / div.

fig: 59

Les largeurs à 3 dB et 20 dB de l'impulsion comprimée sont respectivement de 1,3 µs et 2,9 µs.

V- 3- 3) Comparaison entre les valeurs calculées et mesurées :

Les résultats des mesures et des calculs sont résumés dans le tableau 7.

Lignes	Cm pF	Ct pF	Rpm Ω	Rpt Ω	Rat Ω	Am dB	At dB	Nm dB	Nt dB
1 A	300	300	360	840	0,374	29	14,4	13,5	13,5
1 D	62	30	6740	42000	0,745	51	53,4	13,5	13,5
4	238	225	270	840	0,66	25	14,4	27	29,1
5	55	25	5800	18900	2,4	32,5	27,8	24	24,8

TABLEAU 7

Cm : capacité mesurée du transducteur dispersif

Ct : capacité calculée des dents du transducteur dispersif

Rpm : résistance parallèle mesurée du transducteur dispersif à la fréquence centrale f o

Rpt : résistance de rayonnement parallèle calculée pour f o

Rat : résistance de rayonnement série calculée pour fo

Am : atténuation à vide mesurée à la fréquence f o

At : atténuation à vide calculée à la fréquence fo

Nm : niveau mesuré des lobes secondaires

Nt : niveau calculé des lobes secondaires.

La capacité des dents d'un transducteur dispersif est proportionnelle au nombre d'échantillons. La capacité des connexions est négligeable pour un transducteur à nombre maximal de dents. Ce n'est pas le cas de lignes à transducteur échantillonné avec Q supérieur à 1. Le coefficient ν est alors peu différent de 2. Il existe une différence d'au moins 10 dB entre les valeurs calculées et mesurées des pertes à vide des lignes à nombre maximal de dents. Cette différence relativement importante est due aux pertes de propagation sous les dents des transducteurs.

..... /

CHAPITRE VI - CONCLUSION

L'objet de ce travail était l'étude de la conception, du fonctionnement et des modes d'utilisation des filtres dispersifs en fréquence utilisant les propriétés des ondes élastiques de surface (ondes de RAYLEIGH).

Les méthodes de détermination de la géométrie des transducteurs à électrodes en forme de peigne en fonction de caractéristiques fixées à l'avance a été exposée en premier lieu. Les propriétés des transducteurs dispersifs ainsi dimensionnés ont été ensuite étudiées.

La réponse à une impulsion brève de tension d'un tel transducteur est modulée en fréquence selon une caractéristique fréquence temps fonction de la loi de variation de la distance entre les paires de dents. En particulier, les cas de caractéristiques en forme de droite ou de S ont été étudiés.

Par suite de la limitation en longueur des électrodes en peignes, la réponse impulsionnelle est de durée finie. Le temps de transit et l'amplitude de la fonction de transfert présentent donc une modulation en fonction de la fréquence. Les valeurs relatives de ces ondulations sont approximativement proportionnelles à $1/\sqrt{BT}$.

Une méthode de raisonnement (méthode des groupes de sources quasi cohérentes) a été établie pour obtenir rapidement des ordres de grandeur de ces effets de bord. Les résultats numériques obtenus avec cette méthode approximative sont peu différents de ceux calculés avec un autre moyen plus rigoureux d'analyse dont l'utilisation nécessite un long temps de calcul sur ordinateur.

L' expression de la résistance de rayonnement élastique d'un transducteur dispersif a été établie à l'aide de considérations énergétiques. Les influences sur l'atténuation d'une ligne dispersive, des paramètres (fréquence, pente de la caractéristique fréquence temps, longueur des dents, coefficient de couplage électromécanique et permitivité du substrat) ont été mises en évidence pour permettre le choix des meilleures structures en fonction des caractéristiques globales fixées à l'avance.

Les formes des enveloppes des impulsions comprimées ont été tracées pour des lignes à caractéristiques fréquence temps linéaire et non linéaire (courbe en S). Ce dernier cas, peu connu, a été particulièrement étudié. L'influence de la courbure de la caractéristique et du produit BT sur les niveaux des lobes secondaires de l'impulsion comprimée a été déterminée. Ces niveaux sont en valeur relative d'autant plus faibles que la courbure est prononcée et que BT est grand. Ces deux conditions sont indépendantes.

..... /

Des filtres pratiquement adaptés au signal modulé en fréquence dont la localisation dans le temps est recherchée, sont réalisés en utilisant les ondes élastiques de RAYLEIGH. Avec une ligne à caractéristique fréquence temps en forme de S, les niveaux relatifs des lobes secondaires des impulsions comprimées sont réduits sans désadaptation du filtre.

L'emploi de deux lignes à pentes opposées pour émettre une impulsion modulée en fréquence et comprimer cette impulsion est préférable du point de vue du fonctionnement à celui de deux lignes identiques et d'un inverseur de spectre.

Finalement, les résultats de l'étude analytique ont été appliqués à la réalisation expérimentale de lignes dispersives dont les caractéristiques mesurées sont en général peu différentes de celles calculées. Cependant, les perturbations, conséquence de la propagation des ondes de surfaces sous les dents des transducteurs, n'ont pas été considérées dans cette théorie. Elles peuvent devenir importantes pour un transducteur à grand nombre de dents (1500) et à fréquence élevée (100 MHz).

Les lignes dispersives à ondes de RAYLEIGH sont des composants qui présentent de nombreux avantages par rapport aux autres procédés actuellement existants (lignes à constantes localisées, à ruban métallique, à ondes de LOVE).

Elles permettent, en effet, une très nette amélioration des caractéristiques de fonctionnement, de "fiabilité" ainsi que de reproductibilité. De plus, la forme de la caractéristique fréquence temps ne dépend que des dessins des transducteurs. Elle peut donc être très diversifiée et couvrir une grande gamme d'applications. Le volume d'encombrement est aussi considérablement réduit en raison de la faible longueur d'onde élastique et de la suppression de l'enceinte thermostatée, conséquence de la bonne stabilité en température des propriétés des substrats.

Les domaines d'utilisation des lignes dispersives à ondes de RAYLEIGH réalisées à l'aide des procédés classiques de photogravure seront approximativement les suivants dans un proche avenir :

- durée de l'impulsion longue ..... : 0,5 à 200 µs
- excursion en fréquence ..... : 0,1 à 100 MHz
- produit BT ..... : 10 à 2000

..... /

Dans un avenir plus lointain, les techniques de masquage électronique seront utilisées pour réaliser des lignes dispersives de plusieurs centaines de MHz d'excursion en fréquence fonctionnant à 1 GHz environ.

Des applications différentes de la compression d'impulsion des lignes dispersives à large bande passante peuvent être trouvées. En particulier l'analyse spectrale des signaux peut être réalisée à l'aide de ces filtres.

La propagation d'ondes élastiques de volume dans des rubans métalliques est encore utilisée pour comprimer des impulsions longues de durée de l'ordre de la milliseconde et de largeur de spectre de quelques centaines de KHz. Cependant, des corrélateurs digitaux utilisant un traitement purement électronique du signal sont en cours d'étude pour remplacer à la réception ces lignes à rubans.

..... /

CHAPITRE VII - ANNEXE

1) ENVELOPPE DE LA REPONSE IMPULSIONNELLE D'UN TRANSDUCTEUR

La transformée de FOURIER de la réponse impulsionnelle H(t) est semblable à la fonction de transfert H(ω) :

$$H(\omega) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(t)\ \exp(-j\omega t)\ dt \qquad \text{avec} \quad \omega = 2\pi f$$

Le transducteur est composé par hypothèse d'un nombre pratiquement infini de sources élémentaires. La réponse impulsionnelle d'une source localisée à l'abscisse Vt_n est, par hypothèse, un signal infiniment étroit (fonction δ). Les signes des deux fonctions δ adjacentes sont opposés, e(t) est l'énergie relative rayonnée par une source

$$h(t) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n\ e(t)\ \delta\left(\frac{\Phi_Q(t)}{\pi} - n\right)$$

$$h(t) = \sum_{K=-\infty}^{+\infty} e(t)\ \delta\left(\frac{\Phi_Q(t)}{\pi} - 2k\right) - \sum_{K=-\infty}^{+\infty} e(t)\ \delta\left(\frac{\Phi_Q(t)}{\pi} - (2k+1)\right)$$

$$= \frac{1}{2} \sum_{K=-\infty}^{+\infty} e(t)\ \exp\left[j\ k\ \Phi_Q(t)\right]\left(1 - (-1)^K\right)$$

h(t) est différent de zéro pour k impair (k = 2 p + 1)

$$h(t) = \sum_{P=-\infty}^{+\infty} e(t)\ \exp\left[j(2p+1)\ \Phi_Q(t)\right] = \sum_{P=-\infty}^{+\infty} e(t)\ \cos((2p+1)\ \Phi_Q(t))$$

e(t) représente l'enveloppe des harmoniques de la réponse impulsionnelle.

$\Phi_Q(t)$ est la phase définissant la position des sources élémentaires.

La propriété suivante de la fonction δ est connue (19) :

$$\delta\left(\frac{\Phi_Q(t)}{\pi} - n\right) = \frac{\delta(t - t_n)}{\frac{1}{\pi}\left|\frac{d\Phi_Q(t_n)}{dt}\right|}$$

L'expression complexe de la fonction de transfert est H(ω) :

$$H(\omega) = \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n\ A_n\ \exp(-j\omega t_n)$$

.....

An est proportionnelle à la longueur des dents correspondant au temps t_n

$$\sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n A_n \exp(-j\omega t_n) = \int_{-\infty}^{+\infty} \left(\sum_n (-1)^n e(t_n) \frac{\delta(t - t_n)}{\left| \frac{d\Phi_Q(t_n)}{\pi\, dt} \right|} \right) \exp(-j\omega t)\, dt$$

$$= \sum_{n=-\infty}^{+\infty} (-1)^n \frac{e(t_n)}{\left| \frac{d\Phi_Q(t_n)}{\pi\, dt} \right|} \exp(-j\omega t_n)$$

$$A_n = \frac{e(t_n)}{\left| \frac{d\Phi_Q(t_n)}{\pi\, dt} \right|} \qquad e(t) = \frac{A(t)}{\pi} \left| \frac{d\Phi_Q(t)}{dt} \right|$$

2) FLUCTUATIONS DE TEMPS DE TRANSIT DES TRANSDUCTEURS DISPERSIFS

Les fluctuations de temps de transit d'un transducteur dispersif sont calculées à l'aide de la méthode des groupes de sources quasi cohérentes pour trois types de transducteurs.

- Largeur de bande relative moyenne :
  ligne de type 1 : B = 8 MHz, T = 20 µs, f_o = 30 MHz
- largeur de bande relative faible :
  ligne de type 2 : B = 1 MHz, T = 25 µs, f_o = 30 MHz
- largeur de bande relative grande :
  ligne de type 3 : B = 50 MHz, T = 2,5 µs, f_o = 60 MHz

(1)

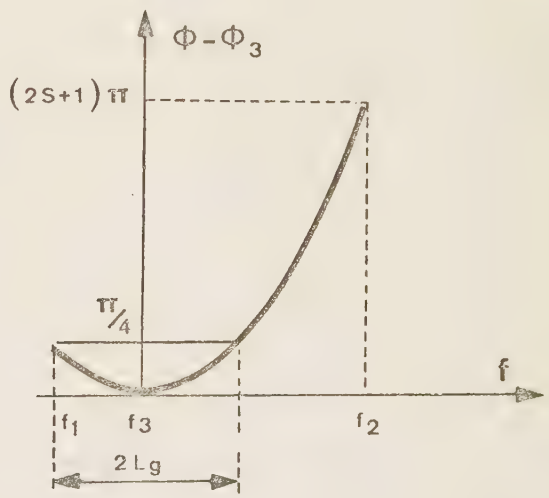
(1) - 1 - La fréquence de fonctionnement f_3 a une valeur voisine de la fréquence limite, inférieure de la bande B. Coté basse fréquence, la limite géométrique du transducteur est très proche de la borne inférieure du groupe principal ($N_{g3} \simeq N_{g1}$, K max $\simeq$ BT).

Cas a : Le groupe secondaire limitrophe coté haute fréquence est en opposition de phase avec le groupe principal ($K_2 = 2s + 1$).

$$\Delta\tau_1' = \frac{2\left(-1+\sqrt{2}-\sqrt{3}\ldots-\sqrt{2s+1}-N_{g1}/2\right)}{\sqrt{r}\left[N_{g1}\left(3+\frac{1}{\sqrt{2}}-\frac{1}{\sqrt{3}}\ldots\frac{1}{\sqrt{2s+1}}\right)-2\right]}$$

si $2s + 1 \gg 1$

$$\Delta\tau_1' \simeq \frac{-13 - N_{g1}}{\sqrt{r}(3{,}5N_{g1}-2)}$$



..... /

Ligne de (type 1 : $\Delta\tau_1' \simeq -527$ ns
(type 2 : $\Delta\tau_1' \simeq -1550$ ns
(type 3 : $\Delta\tau_1' \simeq -115$ ns

Cas b : Le groupe secondaire coté haute fréquence est en phase avec le groupe principal ($K_2 = 2s$)

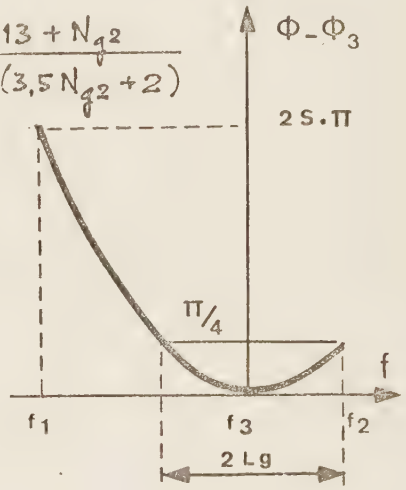
$$\Delta\tau_1' = \frac{2(-1+\sqrt{2}-\dots+\sqrt{2s})}{\sqrt{r}\left[N_{g1}\left(3+\frac{1}{\sqrt{2}}\dots+\frac{1}{\sqrt{2s}}\right)\right]} \simeq \frac{-13+2\sqrt{2s+1}}{3{,}5\sqrt{r}\,N_{g1}}$$

Ligne de (type 1 : $\Delta\tau_1' \simeq 67$ ns
(type 2 : $\Delta\tau_1' \simeq 2$ ns
(type 3 : $\Delta\tau_1' \simeq 41$ ns

(1) - 2 - La limite géométrique du transducteur coté haute fréquence est voisine de la limite supérieure du groupe principal ($N_{g3} = N_{g2}$) .

Cas a : $K_1 = 2s + 1$

$$\Delta\tau_2' = \frac{2(-1+\sqrt{2}\dots-\sqrt{2s+1}+N_{g2}/2)}{\sqrt{r}\left[N_{g2}\left(3+\frac{1}{\sqrt{2}}\dots-\frac{1}{\sqrt{2s+1}}\right)+2\right]} \simeq \frac{-13+N_{g2}}{\sqrt{r}\,(3{,}5\,N_{g2}+2)}$$



Ligne de (type 1 : $\Delta\tau_2' \simeq 400$ ns
(type 2 $\Delta\tau_2' \simeq 1500$ ns
(type 3 : $\Delta\tau_2' \simeq 43$ ns

Cas b : $K_1 = 2s$

$$\Delta\tau_2' = \frac{2(-1+\sqrt{2}-\sqrt{3}+\dots+\sqrt{2s})}{\sqrt{r}\,N_{g2}\left(3+\frac{1}{\sqrt{2}}-\frac{1}{\sqrt{3}}+\dots+\frac{1}{\sqrt{2s}}\right)} \simeq \frac{-13+2\sqrt{2s+1}}{3{,}5\sqrt{r}\,N_{g2}}$$

Ligne de (type 1 : $\Delta\tau_2' \simeq 51$ ns
(type 2 : $\Delta\tau_2' \simeq 2$ ns
(type 3 : $\Delta\tau_2' \simeq 17$ ns

(2)

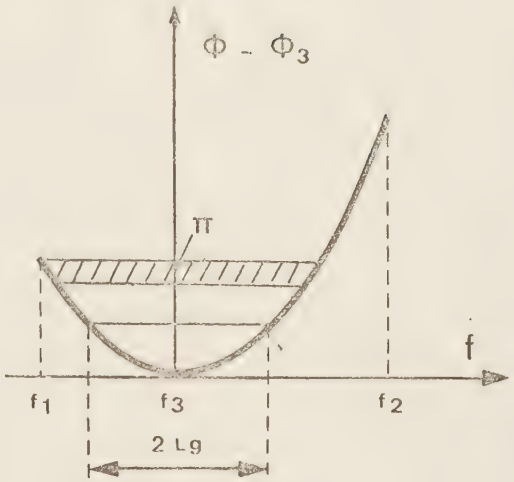
(2) - 1 - La fréquence de fonctionnement f_3 est telle que du coté basse fréquence, uniquement le groupe principal et le premier groupe secondaire en opposition de phase sont à l'intérieur des limites géométriques du transducteur ($N_{g3} \simeq N_{g1}$) Kmax $\simeq$ (BT +.1 - 2 $\sqrt{BT}$)

..... /

Cas a : $K_1 = 2s + 1$

$$\Delta\tau_1' \simeq \frac{2\left(-2+\sqrt{2}-\sqrt{3}+\ldots-\sqrt{2s+1}\right)}{N_{g1}\sqrt{r}\left(2+\frac{1}{\sqrt{2}}-\frac{1}{\sqrt{3}}+\ldots-\frac{1}{\sqrt{2s+1}}\right)}$$

$$\Delta\tau_1' \simeq \frac{-15,4}{2,5\sqrt{r}\,N_{g1}} \qquad \text{pour} \quad 2s+1 \gg 1$$



Ligne de (type 1 : $\Delta\tau_1' \simeq$ - 119 ns
(type 2 : $\Delta\tau_1' \simeq$ - 50 ns
(type 3 : $\Delta\tau_1' \simeq$ - 77 ns

Cas b : $K_2 = 2s$

$Ng3 \simeq Ng1$

$$\Delta\tau_1' \simeq \frac{2\left(-2+\sqrt{2}-\sqrt{3}+\ldots+\sqrt{2s}\right)+N_{g1}}{\sqrt{r}\left(N_{g1}\left(2+\frac{1}{\sqrt{2}}-\ldots+\frac{1}{\sqrt{2s}}\right)+2\right)}$$

$$\Delta\tau_1' \simeq \frac{15,4+2\sqrt{2s+1}+N_{g1}}{\sqrt{r}\,(2,5\,N_{g1}+2)} \qquad \text{si} \quad 2s+1 \gg 1$$

Ligne de (type 1 : $\Delta\tau_1' \simeq$ 710 ns
(type 2 : $\Delta\tau_1' \simeq$ 2000 ns
(type 3 : $\Delta\tau_1' \simeq$ 116 ns

(2) - 2 - La fréquence f_3 a une valeur symétrique de la précédente par rapport à f_o. La fluctuation du temps de transit est $\Delta\tau_2'$:

$$N_{g3} \simeq N_{g2}$$

Cas a : $K_1 = 2s + 1$

$$\Delta\tau_2' \simeq \frac{-15,4}{2,5\sqrt{r}\,N_{g2}}$$

Ligne de (type 1 : $\Delta\tau_2' \simeq$ - 90 ns
(type 2 : $\Delta\tau_2' \simeq$ - 50 ns
(type 3 : $\Delta\tau_2' \simeq$ - 33 ns

..... /

Cas b : $K_1 = 2s$

$$\Delta\tau_2' = \frac{-15,4 + 2\sqrt{2s+1} - N_{g2}}{2,5\sqrt{r}\,N_{g2}}$$

Ligne de (type 1 : $\Delta\tau_2' \simeq -$ 575 ns
(type 2 : $\Delta\tau_2' \simeq -$ 1970 ns
(type 3 : $\Delta\tau_2' \simeq -$ 76 ns

(3)

La fréquence de fonctionnement est voisine de la fréquence centrale

$N_{g3} \simeq N_{g0}$ $\qquad$ $K_{max} \simeq BT/4$

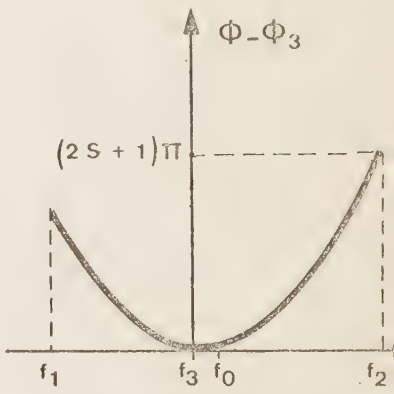
(3) - 1 : f_3 est inférieure à f_o

Cas a : le groupe limite est en opposition de phase avec le groupe principal

$K_2 = 2s + 1$

$$\Delta\tau_1' = \frac{-\frac{1}{\sqrt{r}} + \sqrt{\frac{2}{r}} - \ldots - \frac{1}{2}\sqrt{\frac{2s+1}{r}} - \frac{N_{g0}}{4\sqrt{r}}}{\frac{N_{g0}}{4}\left(3 + \frac{2}{\sqrt{2}} - \frac{2}{\sqrt{3}} + \ldots - \frac{1}{\sqrt{2s+1}}\right) - \frac{1}{2}}$$

$$\Delta\tau_1' \simeq \frac{-14 + 2\sqrt{2s+1} - N_{g0}}{\sqrt{r}\,(4N_{g0} - 2)} \qquad \text{si } 2s + 1 \gg 1$$



Ligne de (type 1 : $\Delta\tau_1' \simeq -\frac{1}{4\sqrt{r}} =$ - 395 ns
(type 2 : $\Delta\tau_1' \simeq$ - 1340 ns
(type 3 : $\Delta\tau_1' \simeq$ - 58 ns

Cas b : le groupe limite est en phase avec le groupe principal

$K_2 = 2s$

$$\Delta\tau_1' = \frac{4\left(-1 + \sqrt{2} - \sqrt{3} + \ldots - \sqrt{2s+1} + 0,5.\sqrt{2s}\right) + N_{g0}}{\sqrt{r}\,(4N_{g0} + 2)}$$

$$\simeq \frac{-14 + 2\sqrt{2s} + N_{g0}}{\sqrt{r}\,(4N_{g0} + 2)}$$

Ligne de (type 1 : $\Delta\tau_1' \simeq$ 395 ns
(type 2 : $\Delta\tau_1' \simeq$ 1330 ns
(type 3 : $\Delta\tau_1' \simeq$ 55 ns

..... /

(3) - 2 - f_3 est supérieure à f_0

Cas a : $K_1 = 2s + 1$

$$\Delta\tau_2' \simeq \frac{-14 + 2\sqrt{2s+1} + N_{g0}}{\sqrt{r}(4N_{g0}+2)} \quad \text{pour} \quad 2s + 1 \gg 1$$

Ligne de (type 1 : $\Delta\tau_2' \simeq 395$ ns
(type 2 : $\Delta\tau_2' \simeq 1340$ ns
(type 3 : $\Delta\tau_2' \simeq 56$ ns

Cas b : $K_1 = 2s$

$$\Delta\tau_2' \simeq \frac{4(-1+\sqrt{2}+\sqrt{3}-\ldots+0{,}5\sqrt{2s}) - N_{g0}}{\sqrt{r}(4N_{g0}-2)}$$

Ligne de (type 1 : $\Delta\tau_2' \simeq -395$ ns
(type 2 : $\Delta\tau_2' \simeq -1330$ ns
(type 3 : $\Delta\tau_2' \simeq -57$ ns

3) COEFFICIENT DE COUPLAGE ELECTROMECANIQUE

La vitesse de propagation des ondes de RAYLEIGH diminue quand une mince couche conductrice est déposée sur la surface. La composante tangentielle du champ est alors nulle. Cette variation de vitesse caractérise l'aptitude d'un peigne à émettre des ondes de surface sur un substrat donné (20). En effet, sans couche métallique, le potentiel sur la surface créée par une onde progressive est ϕ . A un instant donné, ϕ est en valeur complexe de la forme :

$$\phi = \phi_0 \exp\left(- j \frac{2\pi}{\lambda} x\right)$$

x est l'abscisse du point considéré.

La composante tangentielle du champ est E_t

$$E_t = - \frac{\partial \phi}{\partial x} = j \frac{2\pi}{\lambda} \phi$$

Si le potentiel en surface est grand, la variation de vitesse, conséquence de l'annulation de E_t, est relativement importante.

Le champ électrique créé par un transducteur en peignes présente en surface principalement une composante tangentielle. Le couplage entre le transducteur et les ondes de RAYLEIGH sera d'autant plus grand que la composante E_t de l'onde progressive est importante. ϕ est alors maximum à la surface de propagation. La composante normale du champ de l'onde progressive est alors relativement faible en surface.

Les équations tensorielles reliant les différents paramètres caractéristiques d'un matériau piézoélectrique sont les suivantes :

$S = s^E T + d^T E$

$D = d^E T + \varepsilon^T E$

$T = c^E S - e^S E$

$D = e^E S + \varepsilon^S E$

D : excitation électrique

E : champ électrique

T : contrainte

S : déformation

..... /

k^2 est par définition le carré du coefficient de couplage électromécanique

$$T \simeq c^E S \left(1 + k^2 \right) - \frac{e^S}{\varepsilon^S} D$$

car $k^2 \ll 1$.

Le terme $\frac{e^S}{\varepsilon^S} D$ ne joue pas de role dans le calcul de la vitesse de propagation car div D est nulle; le substrat étant un isolant.

Vo est égale à :

$$\sqrt{\frac{c^E}{\rho} \left(1 + k^2 \right)}$$

ρ est la densité

Si une couche conductrice est déposée sur la surface de propagation, la composante tangentielle du champ électrique est nulle et la composante normale est faible.

$$T \simeq c^E S$$

La vitesse Vp de propagation des ondes de RAYLEIGH est $\sqrt{\frac{c^E}{\rho}}$

$$\frac{V_o}{V_p} = \left(1 + k^2 \right)^{1/2} \qquad \frac{V_o - V_p}{V_o} = 1 - (1 + k^2)^{-1/2} \simeq \frac{1}{2} k^2$$

$$E^* D = E^* d^E T + \varepsilon^T E^2 \qquad T^* S = s^E T^2 + T^* d^T E$$

$$\frac{1}{2} \left(T^* S + E^* D \right) = E_m + 2E_n + E_e$$

Em : densité d'énergie mécanique

Ee : densité d'énergie électrique

En : densité d'énergie mixte

$$E_n = \frac{1}{4} \left(E^* d^E T + T^* d^T E \right) = \frac{1}{4} (E^* d^E c^E S - E^* d^E e^S E + c^E S^* d^T E - e^S E^* d^T E)$$

$$\frac{E_n^2}{E_e E_m} = \frac{d^E d^T}{s^E \varepsilon^T} = k^2$$

..... /

Par exemple, la densité d'énergie mixte pour une direction i du champ électrique appliquée , une déformation Sj et une contrainte T_j est égale à :

$$E_n = \frac{1}{2} (d_{ij} E_i T_j)$$

$$k^2_{ij} = \frac{d^2_{ij}}{s^E_{jj} \varepsilon^T_i}$$

Le rendement électromécanique est η

$$\eta = \frac{\text{Em obtenue}}{\text{Eet fournie}} = \frac{Em}{Ee + Em}$$

Une partie de l'énergie est convertie en énergie mécanique Em.
Dans certains cas, la relation suivante peut être écrite (21) :

$$\eta = \frac{\varepsilon^T - \varepsilon^S}{\varepsilon^T} = k^2$$

En effet, la densité de l'énergie électrique fournie à un transducteur soumis à aucune contrainte extérieure est :

$$\frac{1}{2} \varepsilon^T E_o^2$$

La déformation est alors S.

$$\frac{1}{2} \varepsilon^T E_o^2 = \frac{1}{2} \varepsilon^S E_o^2 + \frac{1}{2} c^E d^E d^T E_o^2$$

Si le transducteur est court-circuité (E = 0) en appliquant une contrainte extérieure pour maintenir le déplacement S, la densité d'énergie électrique récupérée est :

$$\frac{1}{2} \varepsilon^S E_o^2$$

La contrainte T est :

$$c^E d^T E_o$$

La densité d'énergie mécanique emmagasinée $\frac{1}{2} s^E T^2$ est alors égale à :

$$\frac{\varepsilon^T - \varepsilon^S}{2} E_o^2$$

$$\eta = \frac{E_m}{E_{et}} = \frac{E_m}{E_e + E_m} = \frac{\varepsilon^T - \varepsilon^S}{\varepsilon^T} = k^2$$

..... /

$$\frac{Em}{Ee} = \frac{k^2}{1 - k^2} \simeq k^2$$

Les formules peuvent être utilisées quand le transducteur est alimenté par des impulsions de tension de durée et de période minimales $\lambda_o/2$ V.

En effet, le temps de propagation des déformations sous une paire de dents distantes de $\lambda_o/2$ est alors grand par rapport au temps de descente de l'impulsion. Le rendement électromécanique est peu différent du carré du coefficient de couplage électromécanique.

4) FONCTION DE TRANSFERT H (f) D'UN TRANSDUCTEUR A PAS CONSTANT

Le transducteur de N dents de longueur constante est assimilable à une suite de N - 1 sources élémentaires identiques. La distance entre deux sources adjacentes est égale à la demi-longueur d'onde $\lambda_o / 2$:

$$\frac{2\pi}{\lambda}\frac{\lambda_o}{2} = \pi\frac{f}{f_o}$$

L'onde résultante émise par le transducteur $S(\omega)$ comportant par exemple un nombre pair de dents est :

$$S(\omega) = \cos(\omega t) - \cos(\omega t + \pi\frac{f}{f_o}) + \cos(\omega t + 2\pi\frac{f}{f_o}) \ldots + \cos(\omega t + (N-2)\pi\frac{f}{f_o}) = \Sigma_1 + \Sigma_2$$

$$\Sigma_1 = \cos(\omega t) + \cos(\omega t + 2\pi\frac{f}{f_o}) \ldots + \cos(\omega t + (\frac{N-2}{2})2\pi\frac{f}{f_o})$$

$$= \cos(\omega t + (\frac{N-2}{2})\pi\frac{f}{f_o}) \frac{\sin(\frac{N}{2}\pi\frac{f}{f_o})}{\sin(\pi\frac{f}{f_o})}$$

$$\Sigma_2 = -\cos(\omega t + \pi\frac{f}{f_o}) - \cos(\omega t + \pi\frac{f}{f_o} + 2\pi\frac{f}{f_o}) \ldots + \cos(\omega t + \pi\frac{f}{f_o} + (\frac{N-4}{2})2\pi\frac{f}{f_o})$$

$$= -\cos(\omega t + (\frac{N-2}{2})\pi\frac{f}{f_o}) \frac{\sin(\frac{N-2}{2}\pi\frac{f}{f_o})}{\sin(\pi\frac{f}{f_o})}$$

$$S(f) = \Sigma_1 + \Sigma_2 = \frac{\cos(\frac{N-1}{2}\pi\frac{f}{f_o})}{\cos(\frac{\pi}{2}\frac{f}{f_o})} \cdot \cos(\omega t + \frac{N-2}{2}\pi\frac{f}{f_o})$$

$$= \frac{\sin(\frac{N-1}{2}\pi\frac{f-f_o}{f_o})}{\sin(\frac{\pi}{2}\frac{f-f_o}{f_o})} \cdot \cos(\omega t + \frac{N-2}{2}\pi\frac{f-f_o}{f_o} \ldots\ldots /$$

$$H(f) = \frac{\sin(\frac{N-1}{2}\pi\frac{f-f_o}{f_o})}{\sin(\frac{\pi}{2}\frac{f-f_o}{f_o})}$$

CHAPITRE VIII - BIBLIOGRAPHIE

(1) - Lord RAYLEIGH
"On waves propagated along the plane surface of an elastic solid"
Proceeding London Math. Soc vol 17, p 4 - 12 Novembre 1885

(2) - R.M. WHITE and F.W. VOLTMER
"Direct piezoelectric coupling to surface elastic waves"
Applied Physics Letters vol 7 n° 12, p 314-316 - Décembre 1965

(3) - R.M. WHITE
"Surface elastic wave propagation and amplification"
IEEE Transactions on electron devices vol E.D. 14 n° 4, p 181-189 - Avril 1967

(4) - M. CARPENTIER
"Radars concepts nouveaux"
Editeur DUNOD

(5) - R.H. TANCRELL and M.G. HOLLAND
"Acoustic surface waves filters"
Proceedings of the IEEE vol 59 n° 3, p 393-409 - Mars 1971

(6) - G.A. COQUIN and H.F. TIERSTEN
"Analysis of the excitation and detection of piezoelectric surface waves in quartz by means of surface electrodes"
The Journal of the Acoustical Society of America vol 41 n° 4 - par 2 p 921-939, 1967

(7) - L. KUHN
"Enhanced harmonic response of an interdigital surface acoustic wave transducer"
IEEE Trans. electron devices vol ED 18, p 395, Juin 1971

(8) - G. ATZENI
"Sensor number minimization in acoustic surface wave matched filters"
IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics vol SU 18 n° 4, p 193-201 - Octobre 1971

..... /

(9) - G.E. COOK and M. BERNFELD
"Radar Signals"
Editeur : Academic Press

(10) - W.S. MORTLEY and E.F.W. LEACH
"Gratings for dispersive filters"
Journal of Science and Technology vol. 36 n° 1, 1971

(11) - E.L. KEY, E.N. FOWLE, R.D. HAGGARTY
"A method of pulse compression employing non linear frequency modulation"
Techn. Report 207
M.I.T. Lincoln Laboratory - Lexington, Mass., 1959

(12) - W.R. SMITH, H.M. GERARD, J.H. COLLINS, T.M. REEDER and H.J. SHAW
"Analysis of interdigital surfaces wave transducers by use of an equivalent circuit model"
IEEE Trans. on Microwave theory and techniques vol MTT 17 n° 11, Novembre 1969

(13) - G.W. FARNELL, I.A. CERMAK, P. SILVESTER and S.K. WONG
"Capacitance and fiels distributions for interdigital surface wave transducers"
IEEE Journal of Sonics and Ultrasonics vol SU 17 n° 3, Juillet 1970

(14) - R.V. SCHMIDT
"Optical probing of bulk waves present in acoustic surface wave delay lines"
Applied Physics Letters vol 17 n° 9, p 369, 1er Novembre 1970

(15) - C.L. TEMES
"Sidelobe suppresion in a range channel pulse compression radar"
IRE Trans. on Military Electronics, p 162, Avril 1962

(16) - P. HARTEMANN et E. DIEULESAINT
"Pondération des lobes secondaires d'une impulsion comprimée par une ligne dispersive à ondes élastiques de RAYLEIGH"
L'Onde électrique vol 51, p 523-524, 6 Juin 1971

(17) - P. HARTEMANN and E. DIEULESAINT
"Intrinsic compensation of sidelobes in a dispersive acoustic delay line"
Electronics Letters vol. 5 n° 10, 15 Mai 1969

..... /

(18) - J. de KLERK
"Materials for elastic surface wave applications"

(19) - E. ROUBINE
"Introduction à la théorie de la communication"
Editeur : Masson - Paris

(20) - J.J. CAMPBELL and W.R. JONES
"A method for estimating optimal crystal cuts and propagation directions for excitation of piezoelectric surface wave"
IEEE Trans. on Sonics and Ultrasonics vol SU 14 n° 4, Octobre 1968

(21) - Y. LE CORRE
"Les coefficients de couplage et les rendements électromécaniques des matériaux piézoélectriques"
Le Journal de Physique du Radium tome 18, p 51, Janvier 1957

-o-o-o-o-o-o-